N° D'ORDRE : 762

THÈSES

PRÉSENTÉES

A LA FACULTÉ DES SCIENCES DE L'UNIVERSITÉ DE PARIS

POUR OBTENIR

LE TITRE DE DOCTEUR-INGÉNIEUR

PAR

JEAN-PIERRE NOBLANC

INGÉNIEUR E.S.E.

1re THÈSE

SUR L'ÉTUDE D'UN SYSTÈME DE TÉLÉMESURES MULTICANAUX (PARTIE RÉCEPTION)

2e THÈSE

PROPOSITIONS DONNÉES PAR LA FACULTÉ

DÉTECTION DES QUEUES DE MÉTÉORITES

Soutenues le 13 juin 1962, devant la Commission d'Examen

Jury { MM. ROCARD — *Président.*
BAURAND, DELLOUE — *Examinateurs.*

R. UNIV.
BIBLIOTHEEK
LEIDEN

N° D'ORDRE : 762

THÈSES

PRÉSENTÉES

A LA FACULTÉ DES SCIENCES DE L'UNIVERSITÉ DE PARIS

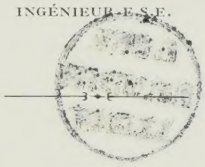
POUR OBTENIR

LE TITRE DE DOCTEUR-INGÉNIEUR

PAR

JEAN-PIERRE NOBLANC

INGÉNIEUR-E.S.E.



1re THÈSE

SUR L'ÉTUDE D'UN SYSTÈME DE TÉLÉMESURES MULTICANAUX
(PARTIE RÉCEPTION)

2e THÈSE

PROPOSITIONS DONNÉES PAR LA FACULTÉ

DÉTECTION DES QUEUES DE MÉTÉORITES

Soutenues le 13 juin 1962, devant la Commission d'Examen

Jury — MM. ROCARD, *Président.* — BAURAND, DELLOUE, *Examinateurs.*

**

R. UNIV.
BIBLIOTHEEK
LEIDEN

SUR L'ÉTUDE D'UN SYSTÈME DE TÉLÉMESURES MULTICANAUX

(PARTIE RÉCEPTION)

Digitized by the Internet Archive
in 2026

https://archive.org/details/IA41538128_0034

FACULTÉ DES SCIENCES DE L'UNIVERSITÉ DE PARIS

Doyen . . . . . M. ZAMANSKY

PROFESSEURS :

G. JULIA	T	Analyse supérieure et algèbre supérieure.
PRENANT	T	Anatomie et histologie comparée.
GRASSÉ	T	Évolution des êtres organisés.
PRÉVOST	T	Chimie organique.
WYART.....	T	Minéralogie et cristallo.
TEISSIER	T	Zoologie.
MANGENOT	T	Biologie vég. (Orsay).
AUGER	T	Physique quantique et relativité.
MONNIER	T	Physiologie générale.
PIVETEAU	T	Paléontologie.
ROCARD	T	Physique (E.N.S.).
CARTAN	T	Mathématiques (E.N.S.).
LAFFITTE	T	Chimie générale.
FAVARD	T	Géométrie supérieure.
COULOMB	T	Physique du globe.
M^lle^ COUSIN ...	T	Biologie animale (S.P.C.N.).
CHRÉTIEN	T	Chimie minérale.
DRACH	T	Zoologie.
KASTLER	T	Physique (E.N.S.).
EPHRUSSI.....	T	Génétique.
RIVIÈRE	T	Géologie (S.P.C.N.) et sédim.
GAUTHERET ...	T	Biologie végétale (P.C.B.).
LUCAS R.	T	Recherches physiques.
THOMAS A.	T	Biologie cellulaire.
ARNULF	T	Optique appliquée.
MORAND.....	T	Physique enseignement.
SOLEILLET	T	Physique (P.C.B.).
FORTIER.....	T	Mécanique exp. des fluides.
DANJON	T	Astronomie.
PETIT	T	Biologie maritime.
QUENEY	T	Météorologie et dynamique atmosphérique.
GALLIEN	T	Embryologie.
EICHHORN	T	Botanique.
DE CUGNAC ...	T	Biologie végétale (S.P.C.N.).
M^lle^ CAUCHOIS .	T	Chimie physique.
THELLIER	T	Physique du globe.
L'HÉRITIER ...	T	Biologie générale (Orsay).
GRIVET.....	T	Radio-électricité (Orsay).
PONCIN	T	Mécanique générale.
DUBREIL	T	Arithmétique et théorie des nombres.
QUELET	T	Chimie organique.
CAGNIARD	T	Géophysique appliquée.
CHAMPETIER ...	T	Chimie macromoléculaire.
CUVILLIER	T	Micropaléontologie.
JUNG	T	Pétrographie.
TRILLAT	T	Microscopie et diffraction électronique.
WIEMANN	T	Chimie organique et struc.
JACQUINOT	T	Spectroscopie et physique céleste (Orsay).
VASSY	T	Physique de l'atmosphère.
DESTOUCHES ..	T	Théories physiques.
AMIEL	T	Chimie générale.
HOCART	T	Minéralogie et cristallo.
J.-P. MATHIEU .	T	Physique optique.
COUTEAUX	T	Biologie animale (P.C.B.).
MAY	T	Zoologie (Orsay).
CHOQUET	T	Théorie des fonctions et topologie.
FELDMANN	T	Biologie végétale marine.
GUINIER.....	T	Physique des solides (Orsay).
JOST	T	Physiologie comparée.
FORTET	T	Calcul des probabilités et physique mathématique.
SCHARTZ.....	T	Calcul diff. et intégral.
CHOUARD	T	Physiologie végétale.
MALAVARD.....	T	Aviation (techn. aéronaut.).
BRELOT	T	Calcul diff. et intégral.
NORMANT.....	T	Chimie organique.
BENARD	T	Chimie minérale.
BUVAT	T	Botanique (E.N.S.).
DUGUE	T	Statistiques mathématiques.
SOULAIRAC.....	T	Psychophysiologie.
ULRICH	T	Physiologie végétale.
MARÉCHAL	T	Optique théorique et appli.
KIRRMANN.....	T	Théories chimiques.
CHADEFAUD....	T	Botanique.
M^lle^ LE BRETON	T	Physiologie de la nutrition.
SALEM	T	Mathématiques générales.
LELONG	T	Application de l'analyse à la géométrie.
DEVILLERS	T	Anatomie et histologie comp.
EHRESMANN ...	T	Topologie algébrique.
FRANÇON	T	Physique (S.P.C.N.).
GLANGEAUD ...	T	Géographie phys. et géologie dynamique.
GODEMENT	T	Mathématiques (M.P.C.).
PISOT	T	Tech. mathém. de la phys.
ROCH	T	Géologie.
SCHATZMAN ...	T	Astrophysique.
TERMIER	T	Paléontologie stratig.
ZAMANSKY	T	Mathématiques générales.
LENNUIER	T	Physique (M.G.P.).
RIZET	T	Génétique.
ROUTHIER	T	Géologie appliquée.
M^me^ TONNELAT.	T	Physique théorique.
DIXMIER	T	Mathématiques (M.P.C.).
SOUCHAY	T	Chimie générale.
AIGRAIN	T	Électrotechnique générale.
BRUSSET	T	Chimie systématique.
M. LÉVY	T	Physique théorique des hautes énergies (Orsay).
M^me^ CHAIX ...	T	Chimie biologique.
M^me^ HUREL-PY	T	Biologie végétale (P.C.B.).
PIAUX	T	Chimie (M.P.C.).
BRUN	T	Mécanique théorique des fluides.
LEDERER	T	Chimie biologique.
M^me^ DUBREIL .	T	Mathématique (agrég.).
M^me^ LELONG ..	T	Mathématiques II (E.N.S.).
BELLAIR	T	Géologie (S.P.C.N.).
COTTE.....	T	Physique électricité.
DUBOIS J.-E. ..	T	Chimie organique.
LAMOTTE	T	Zoologie (E.N.S.).
MICHEL A.	T	Chimie minérale (Orsay).
OLMER	T	Énergétique générale.
ROUAULT	T	Électricité (Orsay).
GAUTHIER	T	Mécanique appliquée.
BARCHEWITZ ...	T	Chimie physique.
BROSSEL.....	T	Physique atomique.
BUSER	T	Physiologie comparée.
CAMUS	T	Physiol. végétale (B.M.P.V.).

Castaing	T	Physique II thermod. (Orsay).
Curien	T	Minéralogie et cristallographie.
Moyse	T	Physiologie végét. (Orsay).
Noirot	T	Évolution des êtres organisés.
Pannetier	T	Chimie générale.
Possompes	T	Zoologie.
Pullmann.....	T	Chimie quantique.
Teillac	T	Physique nucl. et radio-activité.
Tonnelat	T	Biologie physico-chimique.
Villé	T	Économétrie.
Willemart ...	T	Chimie (P.C.B.).
Dode	T	Chimie (Orsay).
Freymann	T	Recherches physiques.
Guinochet ...	T	Biol. vég. (S.P.C.N.) (Orsay).
Rollet	T	Chimie minérale.
Mlle Josien ...	T	Chimie (S.P.C.N.).
Chevalley ...	T	Géométrie algéb. et théorie des groupes.
Arnoult	T	Électronique (Orsay).
Chapelle	T	Physique (Orsay).
Delange	T	Mathématiques I (Orsay).
Deny	T	Mathématiques géné. (Orsay).
Germain	T	Mécanique théor. des fluides.
Lucas	T	Géologie.
Allard	T	Chimie physique.
Berthelot ...	T	Phys. des particules fond.
Bricart	T	Météo. et phys. de l'armosph.
Mme Albe-Fessard	T	Phychophysiologie.
Friedel	T	Physique des solides (Orsay).
M. Julia	T	Études des moléculaires naturelles complexes.
Lender	T	Biologie animale (S.P.C.N.) (Orsay).
Magat	T	Physico-chimie des radio-éléments.
Mlle Quintin .	T	Électrochimie.
Monod	T	Chimie du métabolisme.
Benoit.....	T	Physiol. anim. (Orsay).
De Possel ...	T	Analyse numérique.
Charlot	T	Chimie analytique.
Lemée	T	Physiologie vég. (B.M.P.V.) (Orsay).
Guérin	T	Chimie (M.P.C.) (Orsay).
Chatelet M. ..	T	Chimie (P.C.B.).
Jean	T	Physique nucléaire (Orsay).
Mattler	T	Physique (S.P.C.N.).
Bergerard ...	T	Zoologie (Orsay).
Bertein	T	Électronique (Orsay).
Bouissières ..		Chimie des radio-éléments (Orsay).
Mme Couture..	T	Thermodynamique et méc. physique.
Ellenberger..	T	Géologie des grandes régions du globe.
Franc	T	Biologie animale (P.C.B.).
Schnell		Botanique tropicale (Orsay).
Stolkowski ...	T	Physiologie végétale.
Acher		Chimie biol. (Orsay).
Baudoin		Biologie animale (P.C.B.).
Beaumont.....		Biologie animale (S.P.C.N.).
Blamont	T	Géophysique ionosphère.
Bourreau		Botanique.
Curie D.....		Physique (M.G.P.).
Durand-Delga	T	Géologie.
Freon	T	Chimie organique (Orsay).
Heller	T	Physiolog. végétale.
Tortrat	T	Calcul des probabilités.
Cailleux		Géologie (S.P.C.N.).
Magnan.....	T	Physique (S.P.C.N.).
Daudel	T	Mécanique ondulatoire appliq. à la chim. théor. et à la physique nucléaire.
Mlle Fourcroy.		Biologie végétale (S.P.C.N.).
Mme Choquet-Bruhat ...	T	Mécanique analytique et mécanique céleste.
Mlle Veil		Physiologie générale.
Lwoff	T	Microbiologie.
Siestrunck....	T	Mécan. phys. et Expérim.
Lacombe	T	Métallurg. des métaux nucl.
Brochard	T	Physique (P.C.B.). (Orsay).
Cabannes	T	Mécanique générale.
Lesieur.....	T	Mathématiques I (Orsay).
Mazet	T	Mécanique générale (Orsay).
Caire		Géographie phys. et géol. dynamique.
Comolet	T	Mécanique des fluides.
Coraboeuf ...		Physiologie animale (Orsay).
Delloue		Physique de l'exosphère.
Gorenflot ...		Botanique II (Orsay).
Houillon		Biologie animale (P.C.B.).
Jullien J. ...		Chimie (S.P.C.N.) (Orsay).
Malgrange ...		Technique math. de la Physique (Orsay).
Olivier		Antropologie.
Nozeran	T	Botanique II (Orsay).
Blanc-Lapierre	T	Physique (E.N.S.) (Orsay).
Chevaugeon ..	T	Botanique (Orsay).
Kahane.....	T	Mathématiques (Orsay).
Samuel	T	Mathémat. féminines (E.N.S.)
Kourganoff ..	T	Astronomie (Orsay).
Thiry	T	Mécanique céleste.
Abelès		Physique (S.P.S.C.N.).
Amat		Physique (P.C.B.).
Auboin		Géologie.
Mme Benoit-Gueutal..		Physique nucl. et radioactivité.
Bougis		Biologie marine (Villefranche-sur-mer).
Bruhat	T	Mathématiques (M.P.C.).
Brunn	T	Géologie historique (Orsay).
Chabbal		Physique (M.G.P.) (Orsay).
Deheuvels ...	T	Mathématique propé. (Orsay).
D'Espagnat ..		Physique théorique (Orsay).
Furon		Géologie (S.P.C.N.).
Mme Gans.....	T	Génétique.
Geneves		Biologie végétale (P.C.B.).
Guilbert		Physique (C.U.S.) (Orléans).
Hupe		Pétrographie.
Hollande.....	T	Biologie générale.
Lions	T	Analyse numérique.
Maitte		Chimie (P.C.B.).
Meyer		Physique propédeutique.
Nicolas		Géologie appliquée.
Panugel		Biologie générale.
Ravier		Pétrographie.
Roseau		Mécanique théor. des fluides.
Roubine		Électronique.
Silber	T	Chimie (P.C.B.).
Uebersfeld ..	T	Électronique.
Yvon	T	Théories Physiques.

Secrétaire général. . . . R. Poullain

J'assure M. le Professeur Y. Rocard *de ma profonde reconnaissance pour l'accueil qu'il m'a réservé au Laboratoire de Physique de l'École Normale Supérieure.*

Je tiens à remercier M. le Professeur J. Delloue *qui m'a proposé le sujet de cette thèse et a dirigé mon travail.*

Que M. le Professeur J. Baurand *dont les conseils me guident depuis mon entrée à l'École Supérieure d'Électricité, veuille bien trouver ici l'expression de ma profonde gratitude.*

TABLE DES MATIÈRES

PAGES

I. — **Introduction** 1

II. — **Principe de l'appareil** 2

III. — **Étage d'entrée** 4

III,1 Étage amplificateur 4
III,2 Étage adaptateur 5
III,3 Conclusion sur l'étage d'entrée 6

IV. — **Modulateurs en anneau** 7

IV,1 Principe du modulateur en anneau 7
IV,2 Réalisation pratique 9
IV,3 Filtre de bande 9

V. — **Générateur d'harmoniques** 11

V,1 Préliminaire. Nécessité d'obtention d'harmoniques purs 11
V,2 Principe de l'appareil 11
V,3 Nécessité de l'obtention d'un mélange de six harmoniques en proportions peu différentes 13
V,4 Réalisation de l'appareil 14
V,5 Conclusion 23

VI. — **Démodulateur** 24

VI,1 Principe de l'appareil 24
VI,2 Attaque de l'étage écrêteur 26
VI,3 Étude de l'écrêteur 26
VI,4 Étude d'un circuit dérivateur 33
VI,5 Séparation de signe 37
VI,6 Multivibrateur monostable 38
VI,7 Étude de la restauration de la composante continue 46
VI,8 Obtention de la valeur moyenne du signal délivré par le monostable 47
VI,9 Amplificateur différentiel à courant continu 48
VI,10 Étage de sortie 49
VI,11 Résultats expérimentaux 50

PAGES

VII. — **Démultiplicateur 2,5 kHz-0,5 kHz** 53

VII,1 Principe 53

VIII. — **Alimentation stabilisée** 54

IX. — **Conclusion** 55

I. — INTRODUCTION

L'appareil étudié constitue la partie basse fréquence du récepteur d'une liaison hertzienne destinée à la transmission de signaux dont la période est grande (1/30 à quelques secondes), en particulier de signaux de séismographes.

Le signal qui arrive à l'entrée de l'appareil se présente sous la forme d'une onde complexe, mélange de six ondes correspondant à six signaux modulés en fréquence, avec un taux de 30 % autour d'une fréquence centrale de 500 Hz, signaux qui ont été transposés dans une bande s'étendant de 1,850 à 14,650 kHz, les fréquences centrales des six voies étant 2 kHz, 4,5 kHz, 7 kHz, 9,5 kHz, 12 kHz, 14,5 kHz.

Deux possibilités s'offrent pour extraire les informations de ces six ondes. La première consiste à séparer les six informations au moyen de six filtres, puis d'appliquer les six signaux obtenus à six démodulateurs dont les fréquences centrales seraient celles indiquées ci-dessus; ces six démodulateurs délivrent une tension de sortie proportionnelle à la fréquence d'entrée, soit :

$$V \quad kF.$$

Cette solution présenterait un gros inconvénient. En effet, soit V_0 la tension de sortie d'un démodulateur correspondant à une fréquence d'entrée F_0, on a pour un écart de fréquence ΔF par rapport à cette fréquence centrale, un écart de tension ΔV par rapport à V_0, tel que :

$$\frac{\Delta V}{V_0} \quad \frac{\Delta F}{F_0}.$$

Ceci montre que pour des fréquences centrales F_0 élevées, la précision de l'appareil sera faible pour un ΔF donné, d'une part, et que, d'autre part, chacune des six voies de l'appareil aura une précision différente et décroissante de la voie 1 à la voie 6.

La seconde possibilité consiste à suivre le chemin inverse de celui effectué à l'émission, c'est-à-dire à transposer chaque signal autour d'une fréquence plus faible et correspondant à la fréquence centrale de 500 Hz. Ainsi la sensibilité sera la même pour chaque voie et meilleure que la meilleure sensibilité de la première solution.

Cet argument joint à celui d'une réalisation en série plus aisée du fait de l'identité des démodulateurs a conduit à adopter la seconde solution, malgré la plus grande simplicité de la première méthode (pas de transposition).

II. — PRINCIPE DE L'APPAREIL

Le signal à exploiter se présente donc comme un mélange de six ondes modulées en fréquence autour de six fréquences centrales telles que :

$$F_n = nf - f_0,$$

avec :

$f = 2\,500$ Hz;

n variant de 1 à 6 suivant l'onde;

$f_0 = 500$ Hz.

Tout d'abord, un étage d'entrée amplifie le mélange de ces six ondes qui est ensuite appliqué à six filtres de voie dont le but est d'effectuer la séparation des six signaux du mélange; ces filtres sont à flancs très raides afin de réduire les risques d'intermodulation.

Les six tensions séparées ainsi obtenues dont la fréquence centrale est : $F_n = nf - f_0$ sont alors transposées en fréquence. Cette transposition s'effectue au moyen de six modulateurs en anneaux à chacun desquels on applique, d'une part, l'onde de fréquence F_n ($1 < n < 6$), d'autre part, une onde de fréquence nf ($1 < n < 6$) et qui en effectuent les battements, l'une des bandes transposée aura pour fréquence centrale $F_n - nf = f_0$, l'autre une fréquence centrale $F_n + nf = 2\,nf - f_0$; ce dernier battement sera supprimé au moyen d'un filtre de bande placé à la sortie de chaque modulateur en anneau.

L'onde de fréquence nf que l'on fait battre avec celle de fréquence centrale F_n, est issue d'un générateur d'harmoniques qui délivre six tensions les plus pures possibles et dont les fréquences sont f, $2\,f$, $3\,f$, ..., $6\,f$. Ces six fréquences sont obtenues à partir du signal délivré par un oscillateur à quartz dont elles constituent le fondamental et les cinq premiers harmoniques. Il résulte de ceci que toute dérive de fréquence sur l'une des tensions de sortie du générateur d'harmoniques se retrouve sur les cinq autres multipliée par le numéro de l'harmonique. L'écart de fréquence qui sépare les harmoniques est donc augmenté, ce qui réduit les risques d'intermodulation. A la suite de chacun des six filtres de bande qui laissent passer un signal de fréquence centrale $f_0 = 500$ Hz, se trouvent six démodulateurs dont le rôle est d'extraire le signal très basse fréquence qui a servi, au niveau du modulateur de l'émission, à provoquer la modulation de fréquence de taux 30 % et de fréquence centrale 500 Hz.

En outre, un tiroir de contrôle permet au moyen d'une tension de fréquence 500 Hz, sous-multiple de celle de l'oscillateur à quartz (2 500 Hz), de régler la tension de sortie V_0 de référence de chaque démodulateur pour $f_0 = 500$ Hz.

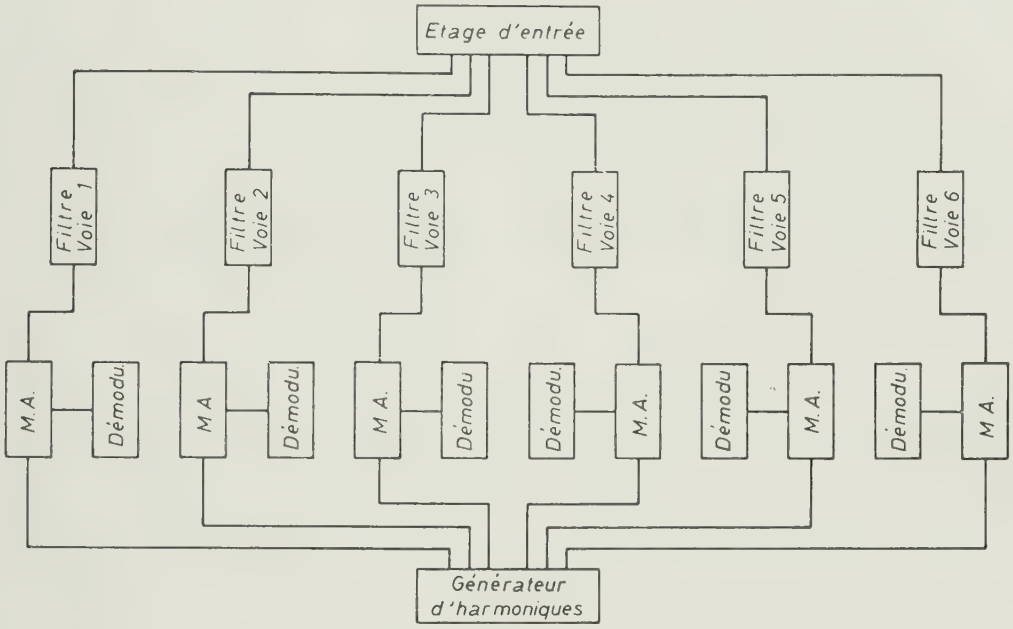


Fig. 1. — Schéma synoptique

Enfin, une alimentation stabilisée délivre les tensions nécessaires à l'exploitation de l'appareil.

On peut donc dresser le schéma synoptique de la *figure* 1.

III. ÉTAGE D'ENTRÉE ET FILTRE DE VOIE

Le problème posé comporte trois impératifs :

1° amplifier le mélange des six ondes délivré par le récepteur;

2° avoir la possibilité de régler le niveau de telle ou telle onde;

3° attaquer des filtres d'impédance d'entrée 600 Ω.

Dans ces conditions, il est nécessaire de prévoir un amplificateur à six canaux. Le mélange attaquera six amplificateurs dont les entrées seront communes, puis, au

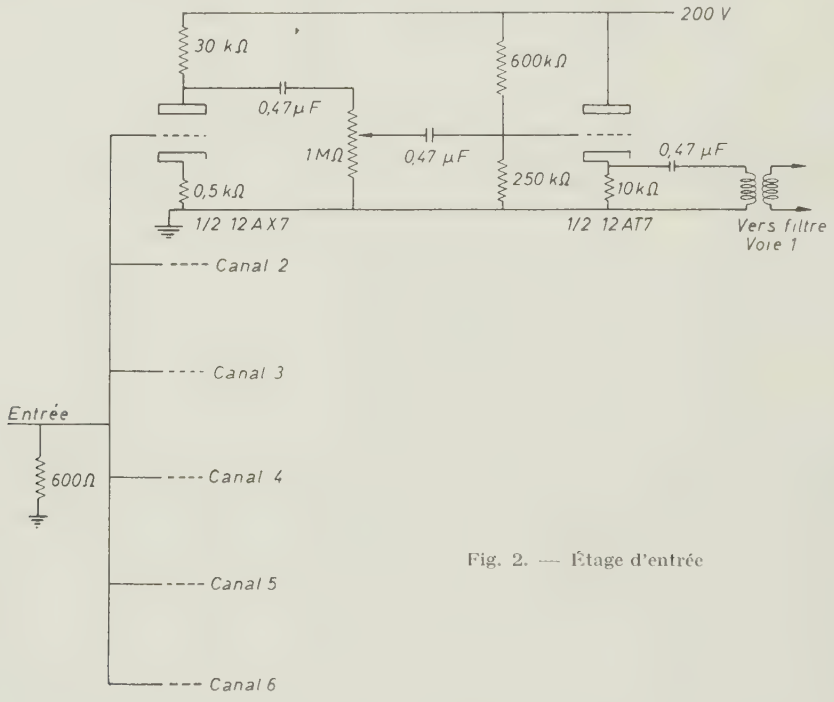


Fig. 2. — Étage d'entrée

moyen d'étages adaptateurs, sera appliqué à l'entrée de chaque filtre. Il sera possible d'insérer dans chaque canal un potentiomètre qui réglera le niveau de mélange amplifié; comme après filtrage il ne restera de ce mélange qu'un de ses composants, chaque potentiomètre permettra de régler ainsi le niveau de l'onde sur chacune des voies. Le schéma de l'étage est donné *figure* 2.

III,1 ÉTAGE AMPLIFICATEUR

Chaque étage amplificateur est constitué par une demi-triode 12AX7 de coefficient d'amplification 100. Le tube est monté avec une résistance de plaque de 30 kΩ et une résistance de cathode de 500 Ω non découplée afin d'avoir une légère contre-réaction pour éviter la distorsion. La haute tension est de 200 V.

Dans ces conditions, on obtient un amplificateur de 20.

Le signal amplifié est transmis par une capacité de 0,47 μF à un potentiomètre de 1 MΩ dont le but est d'appliquer tout ou partie du signal à l'entrée de l'étage adaptateur.

III,2 ÉTAGE ADAPTATEUR

Chaque étage adaptateur est constitué par une demi-triode 12AT7 montée en cathodyne. Un pont de résistances permet de polariser la grille à une tension compatible avec le débit du tube.

Les éléments ont été choisis pour obtenir un point de fonctionnement correct :

— résistance de cathode : 10 kΩ;

— haute tension : 200 V;

— potentiel de la grille : 59 V.

On sait que le schéma équivalent d'un étage cathodyne se compose d'une source de tension de force électromotrice $\frac{\mu}{1+\mu} V_e$ en série avec une résistance $\frac{R_i}{1+\mu}$, on a donc une impédance de sortie faible.

Avec les valeurs des éléments choisis, on obtient pour l'amplification et pour l'impédance de sortie :

$$A = 0{,}965, \qquad Z_s = 200\ \Omega;$$

on pourrait penser charger purement et simplement la cathode du tube par un filtre d'impédance d'entrée 600 Ω. Cette solution acceptable dans le cas d'une transmission de faibles tensions, n'est plus satisfaisante dans le cas de tensions de quelques volts. En effet, le tube se trouverait chargé en régime dynamique par une impédance résultant de la mise en parallèle de la résistance de cathode 10 kΩ et de l'impédance d'entrée du filtre 600 Ω, la droite de charge dynamique se trouve alors pratiquement verticale et, dans le cas d'une tension d'entrée pas trop faible, le tube ne pourra débiter le courant imposé.

Pour remédier à cet inconvénient, on charge l'étage cathodyne par un transformateur qui va ramener à son primaire une impédance suffisante pour le fonctionnement de l'étage en régime dynamique.

Le transformateur est calculé de façon à ramener au primaire une impédance de l'ordre de 10 kΩ. Dans le cas où $(L_2\,\omega)^2 \gg (R_u)^2$, L_2 étant le coefficient de self-induction du secondaire et R_u la résistance de charge du secondaire, la résistance ramenée au primaire est :

$$R_{ram} = n^2 R_u.$$

On peut donc calculer le transformateur au moyen de ces deux conditions; toutefois, il est à noter que, si chaque transformateur doit passer le mélange des six ondes, on peut se permettre de favoriser, dans chaque cas, la portion de mélange qui subsistera après filtrage, cela permet de diminuer l'encombrement des transformateurs au fur et à mesure que le signal à favoriser possède une plus grande fréquence centrale.

Ainsi, pour chaque voie, on écrira :

$$(L_2\,\omega_i)^2 \gg (R_u)^2,$$

ω_i correspondant à la fréquence la plus basse de la portion de mélange qui sera conservée après filtrage.

On obtient ainsi un rapport de transformation :

$$n = 4$$

et les valeurs suivantes de coefficients de self :

VOIES	1	2	3	4	5	6
	H	H	H	H	H	H
L primaire.....	1,7	0,73	0,465	0,34	0,27	0,22
L secondaire	0,106	0,0455	0,029	0,021	0,017	0,014

III,3 CONCLUSION SUR L'ÉTAGE D'ENTRÉE

Le gain total de l'étage d'entrée pourra varier, grâce au potentiomètre de 1 MΩ, entre 0 et 5. En effet, le gain de l'étage amplificateur à 12AX7 est 20 et le rapport du transformateur est $\frac{1}{4}$.

Les transformateurs ont été réalisés au moyen de circuits en pots fabriqués par la Compagnie L.T.T. Les trois premiers, dont la bande de fréquence à favoriser est inférieure à 7,5 kHz, sont en Fermalite 1046 A-2002 sans entrefer; les trois derniers utilisent des pots susceptibles de mieux transmettre les bandes de fréquences plus élevées, ils sont en Fermalite 1046 A-1002 sans entrefer.

III,4 FILTRES DE VOIE

Les filtres de voie sont identiques à ceux employés à l'émission pour isoler chaque onde de fréquence centrale $F_n = nf - f_0$ à la sortie des modulateurs en anneaux.

On a obtenu pour la fréquence centrale de chaque filtre la valeur suivante de l'affaiblissement :

VOIES	1	2	3	4	5	6
Affaiblissement (dB)	7	8	3,3	6	9	6

IV. — MODULATEURS EN ANNEAUX

Les six filtres de voie transmettent donc six ondes modulées en fréquence, les fréquences extrêmes étant $F_n - 150$ Hz et $F_n + 150$ Hz, avec $F_n = nf - f_0$, $f = 2\,500$ Hz, $1 < n < 6$, $f_0 = 500$ Hz.

Comme on l'a vu aux chapitres I et II, pour des considérations de sensibilité, on transpose ces six ondes en ondes dont la fréquence varie entre $f_0 - 150$ et $f_0 + 150$. Pour cela, il faut effectuer le battement de chaque onde de fréquence centrale F_n avec chaque onde de fréquence fixe nf issue d'un générateur d'harmoniques. Ceci est réalisé au moyen d'un modulateur en anneau.

IV,1 PRINCIPE DU MODULATEUR EN ANNEAU

Soit donc un modulateur en anneau (*fig.* 3).

Ce dispositif permet, dans des conditions convenables, l'obtention de battements entre des ondes de fréquence F_p et F_m à l'exclusion d'ondes de fréquence F_p ou F_m.

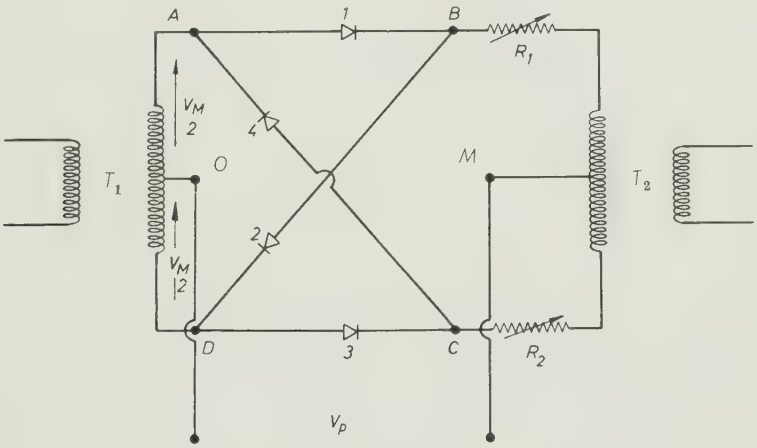


Fig. 3. — Modulateur en anneau. — Principe

En effet, appliquons une tension V_p entre 0 et M, les tensions V_B et V_C sont identiques par raison de symétrie. La tension de sortie est donc nulle. De même, une tension V_m étant appliquée, par l'intermédiaire de T_1 au secondaire de ce transformateur, on ne reçoit rien à la sortie; en effet, on a pour une demi-alternance : $V_A = \frac{V_M}{2}$ et $V_D = -\frac{V_M}{2}$. La diode 1 transmet $\frac{V_M}{2}$ en B et la diode 2 transmet $-\frac{V_M}{2}$, en B il y a donc une tension nulle. En C la tension est aussi nulle, les diodes D_3 et D_4 étant bloquées pendant cette demi-alternance. La tension de sortie est donc nulle. Pour l'autre demi-alternance, il suffit de changer B en C, le résultat est le même.

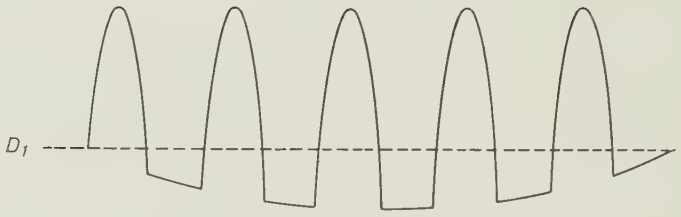


Fig. 4

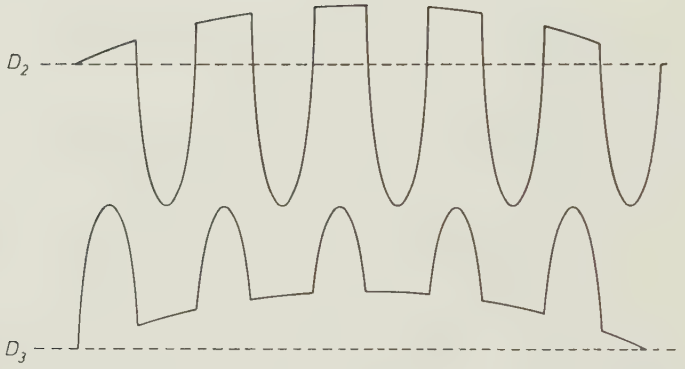


Fig. 5 et 6

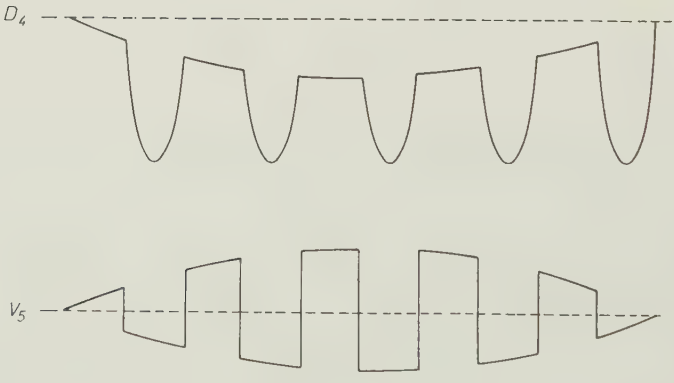


Fig. 7 et 8

Si, maintenant, V_M et V_p sont appliquées simultanément, on a :

$$\vec{V_A} = \vec{V_p} + \frac{\vec{V_M}}{2};$$

$$\vec{V_D} = \vec{V_p} - \frac{\vec{V_M}}{2}.$$

Les tensions en B et C sont chacune la superposition de deux tensions :

V_{B_1} quand $V_p + \frac{V_M}{2} > 0$ diode 1 (*fig.* 4);

V_{B_2} quand $V_p - \frac{V_M}{2} < 0$ diode 2 (*fig.* 5).

De même, en C, on a :

V_{C_1} quand $V_p - \frac{V_M}{2} > 0$ diode 3 (*fig.* 6);

V_{C_2} quand $V_p + \frac{V_M}{2} < 0$ diode 4 (*fig.* 7).

La tension de sortie $V_B V_C$ est alors donnée par la *figure* 8.

La fonction obtenue n'est pas autre chose que le produit d'une fonction sinusoïdale de pulsation ω par une tension en créneaux d'amplitude ± 1 et de fréquence Ω.

On peut donc écrire :

$$V_s = \frac{4}{\pi} V_M \left| \sin \omega t \sin \Omega t + \frac{\sin \omega t \sin 3\,\Omega t}{3} + \dots \right|,$$

soit :

$$V_s = \frac{4}{\pi} V_M \left[\sin (\Omega - \omega) t + \sin (\Omega + \omega) t + \frac{1}{3} \sin (3\,\Omega - \omega) t + \frac{1}{3} \sin (3\,\Omega + \omega) t \right].$$

On voit donc qu'*en se limitant au premier terme*, on obtiendra le battement cherché.

IV,2 RÉALISATION PRATIQUE

Le montage réalisé est donné *figure* 9.

Il faut réaliser les adaptations d'impédances. Ainsi, on doit ramener au primaire du transformateur T_1 une impédance de 600 Ω; or, les impédances des diodes travaillant en partie coudée de leurs caractéristiques sont mal définies, on a alors placé en parallèle sur le secondaire du transformateur deux résistances de 50 Ω en série, si l'on prend un rapport spires primaires-spires secondaires égal à $\sqrt{6}$, on ramène au primaire les 600 Ω désirés.

D'autre part, afin d'avoir une transmission correcte avec la fréquence, il faut dans la bande :

$$L_1 \omega \geqslant 600\ \Omega.$$

De même, il faut ramener entre 0 et M une impédance de 600 Ω qui doit charger le générateur d'harmoniques; ceci est réalisé, car on a pratiquement :

$$R_{0M} = \frac{220 + 1\,000}{2} \simeq 600\ \Omega.$$

En effet, la résistance du potentiomètre dont le rôle est de symétriser le montage sera toujours très voisin de 220 Ω.

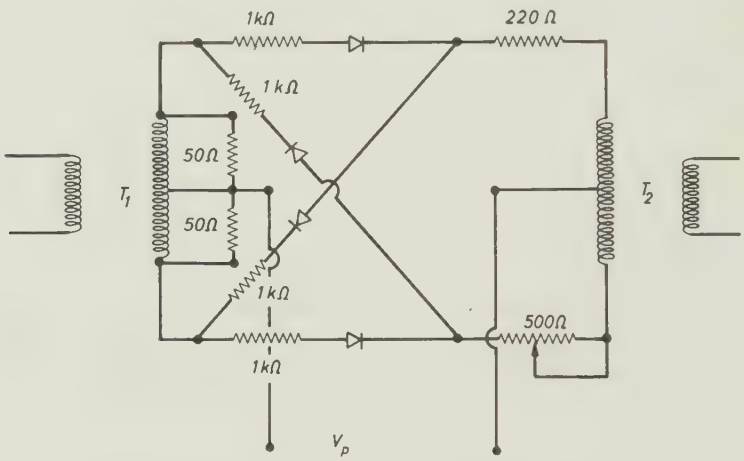


Fig. 9. — Modulateur en anneau. — Réalisation pratique

Enfin, il faut ramener au secondaire du transformateur T_2 une impédance de 600 Ω. Or, l'impédance vue du primaire de T_2 est 2 480 Ω, il faudra donc choisir un rapport spires primaires-spires secondaires égal à $\sqrt{4}$, soit 2.

D'autre part, pour obtenir une transmission correcte en fréquence, il faut :

$$L'_1 \omega' > 2\,400\ \Omega.$$

IV,3 FILTRE DE BANDE

Chacun des six modulateurs en anneau est suivi par un filtre afin de ne conserver que les bandes de fréquence centrale 500 Hz. On utilisera donc six filtres passe-bas identiques à ceux employés à la sortie des modulateurs de l'émission. L'affaiblissement apporté par un filtre pour la fréquence centrale de 500 Hz est de 3 dB.

V. — GÉNÉRATEUR D'HARMONIQUES

Comme on l'a vu au chapitre précédent, le rôle du générateur d'harmoniques est de fournir six porteuses aux modulateurs en anneaux. Ces porteuses sont nécessaires si l'on veut effectuer le battement qui transforme les six ondes en ondes de fréquences extrêmes 350 et 650 Hz.

Il faut que ces porteuses soient très pures, comme on va le voir plus loin. D'autre part, le fait d'obtenir six tensions à partir d'une seule fournie par un oscillateur à quartz diminue les risques d'intermodulation. En effet, en cas d'instabilité de fréquence du quartz, l'écart de fréquence entre deux porteuses ne diminue pas.

V,1 PRÉLIMINAIRE

NÉCESSITÉ D'OBTENTION D'HARMONIQUES PURS

Le signal à l'entrée de l'étage d'entrée se compose, comme on l'a vu, d'un mélange de six ondes centrées sur 2, 4,5, 7, 9,5, 12, 14,5 kHz. Supposons qu'on envoie à l'entrée une onde de fréquence 2 kHz *seule;* en principe, le filtre de voie 1, uniquement, laissera passer cette onde. Mais supposons qu'il passe un peu des 2 kHz dans la voie 2 et que, d'autre part, le générateur d'harmoniques délivre comme harmonique 2 un mélange contenant une grande proportion de 5 kHz et un résidu de 2,5 kHz; on aura alors, à la sortie du modulateur en anneau de la voie 2, un signal de fréquence 500 Hz, ce signal sera donc appliqué au démodulateur de la voie 2, et on aura à la sortie de celui-ci une information alors qu'on ne devrait pas en avoir.

Notons que le fait d'employer des harmoniques très purs est une double précaution, car les filtres utilisés sont à flancs très raides, et la proportion de signal située dans la bande atténuée ne sera pratiquement pas transmise. On aura donc avec cette double précaution éliminé deux causes importantes d'intermodulation.

V,2 PRINCIPE DE L'APPAREIL

Un oscillateur piloté par quartz fournit un signal périodique et non sinusoïdal de fréquence 2,5 kHz, c'est-à-dire que la proportion de signal à la fréquence 2,5 kHz est forte, beaucoup plus forte que la proportion de signal à 5, 7,5, . . . , $n \cdot 2{,}5$ kHz (*fig.* 10).

On va montrer la nécessité d'un dispositif permettant d'obtenir un mélange dans lequel les six premiers harmoniques auront des niveaux peu différents. Ce mélange sera appliqué à six circuits bouchons accordés respectivement sur l'harmonique 1, 2, . . . , 6, placés dans six grilles de tube. L'harmonique correspondant à l'accord du circuit

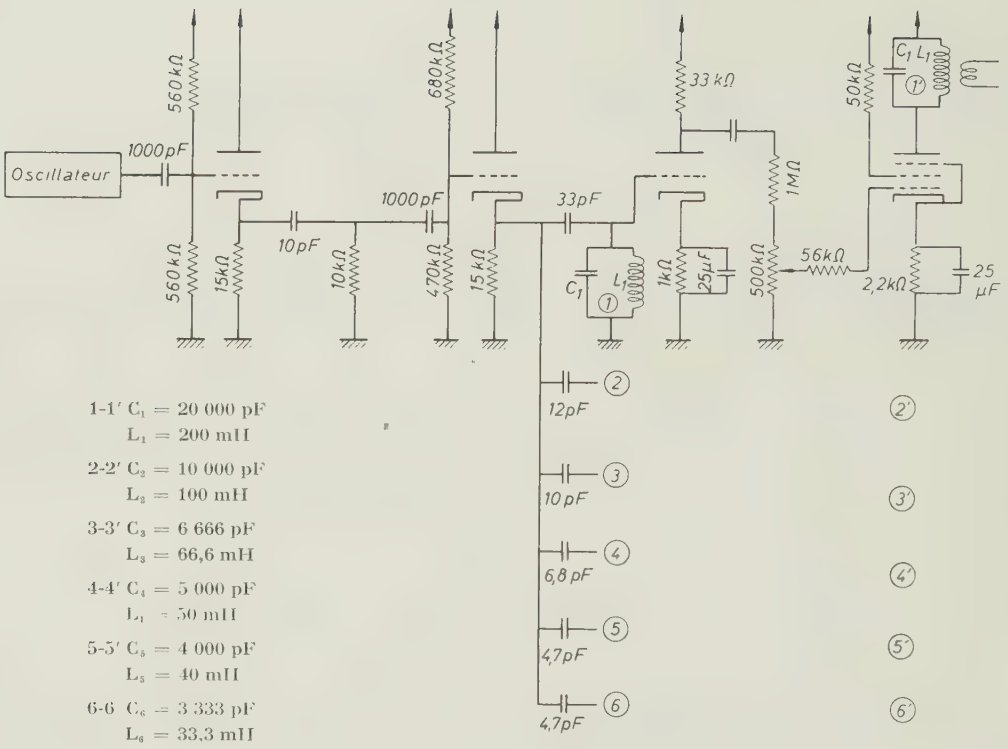


Fig. 10. — Générateur d'harmoniques

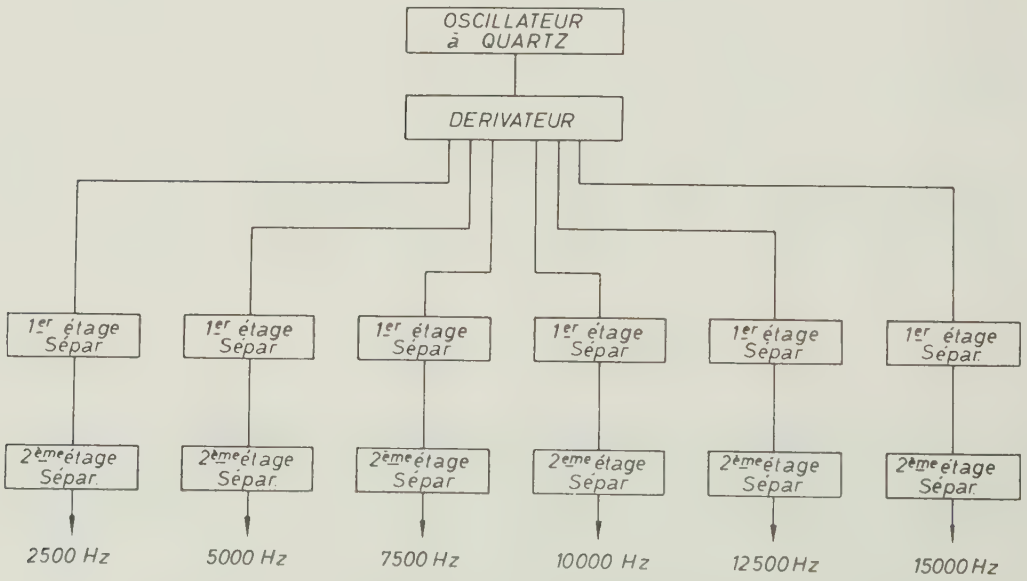


Fig. 11. — Schéma synoptique du générateur d'harmoniques

bouchon sera appliqué au tube au moyen d'un pont de deux impédances dont celle placée entre grille et masse sera l'impédance d'antirésonance du bouchon, alors que les autres harmoniques du mélange seront considérablement divisés, l'impédance des bouchons étant faible loin de l'accord.

On aura donc, sur les six grilles de chaque tube, six harmoniques d'autant plus purs que les circuits bouchons sont peu amortis. Cet amortissement n'est provoqué que par les impédances d'entrée des tubes qui sont très grandes. Ces six signaux seront alors amplifiés par six triodes qui attaqueront ensuite six pentodes dont les plaques seront chargées par six transformateurs à primaires accordés sur les harmoniques 1, 2, 3, ..., 6, afin de parfaire la séparation des constituants du mélange, et dont les secondaires attaquent les modulateurs en anneaux. Tout ceci est résumé par le diagramme de la *figure* 11.

V,3 NÉCESSITÉ DE L'OBTENTION D'UN MÉLANGE DE SIX HARMONIQUES EN PROPORTIONS PEU DIFFÉRENTES

Considérons un mélange de la forme :

$$y = a \sin \omega t + b \sin 2 \omega t \qquad \text{avec} \qquad a \gg b.$$

Appliquons ce mélange au circuit ci-dessous (*fig.* 12).

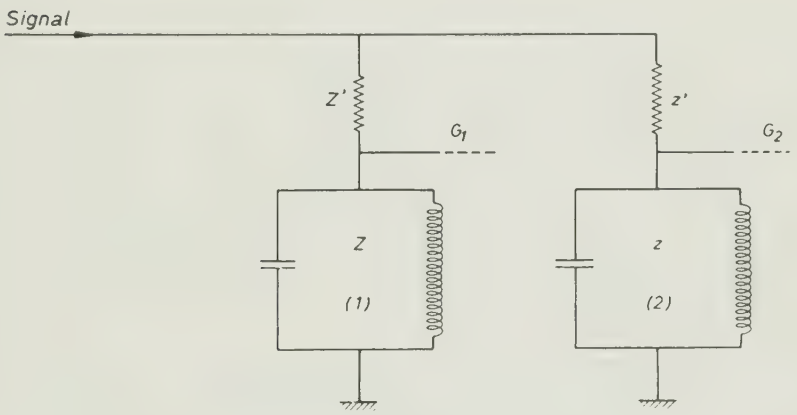


Fig. 12

On a sur la grille 1 une tension :

$$y_1 = a \frac{Z_1}{Z_1 + Z'_1} \sin \omega t + b \frac{Z_2}{Z_2 + Z'_2} \sin 2 \omega t,$$

$$y_1 = a_1 \sin \omega t + b_1 \sin 2 \omega t,$$

en appelant Z_1 l'impédance du circuit bouchon 1 à sa fréquence d'antirésonance, Z'_1 l'impédance de Z' à la fréquence F correspondant à la pulsation ω, Z'_2 l'impédance de Z' à la fréquence 2 F choisie de façon que $Z_2 \ll Z'_2$, et Z_2 l'impédance du bouchon 1 à la fréquence 2 F.

On a $Z_2 \ll Z_1$; d'autre part, si Z' est constituée par une capacité, le rapport $\frac{Z'_1}{Z'_2} = 2$, donc dans tous les cas $\frac{Z_1}{Z_1 + Z'_1} \gg \frac{Z_2}{Z_2 + Z'_2}$. Comme, d'autre part, $a \gg b$, on aura $a_1 \gg b_1$, ceci est très favorable pour l'harmonique 1 sur la grille 1, l'harmonique 2 étant pratiquement inexistant sur cette grille.

Mais il n'en est pas de même sur la grille 2 pour l'harmonique 2; en effet, le signal appliqué en G_2 sera :

$$y_2 = a \frac{z_1}{z_1 + z'_1} \sin \omega t + b \frac{z_2}{z_2 + z'_2} \sin 2\,\omega t,$$

$$y_2 = a_2 \sin \omega t + b_2 \sin 2\,\omega t.$$

z_1 = impédance du bouchon 2 à la fréquence f;

z_2 = impédance du bouchon 2 à la fréquence $2f$ (antirésonance);

z'_1 = impédance de z' à la fréquence f;

z'_2 = impédance de z' à la fréquence $2f$.

On a $z_2 \gg z_1$, $z'_1 = 2\,z'_2$.

On a donc, si $z'_1 \gg z_1$, ce qui est réalisable par construction de z' :

$$\frac{z_1}{z_1 + z'_1} \ll \frac{z_2}{z_2 + z'_2}.$$

Mais comme $a \gg b$, on ne peut dire que $b_2 \gg a_2$; autrement dit, sur la grille 2 la séparation sera beaucoup moins bonne que sur la grille 1, et l'harmonique 2 présentera une proportion non négligeable et nuisible d'harmonique 1.

La solution consiste à faire $a = b$. Dans ce cas, on a sur chaque grille une séparation du même ordre, moins bonne que dans le cas ci-dessus s'il s'agit de la grille 1, mais meilleure que dans le cas de la grille 2, en tous les cas très suffisante. En pratique, on a toléré un rapport de l'ordre de deux entre le niveau d'harmonique le plus élevé et le niveau le plus bas, ce qui est compatible avec la limite qu'on s'est fixé pour le taux de distorsion de chaque harmonique qui est 1 %.

V,4 RÉALISATION DE L'APPAREIL

V,4.1 **Oscillateur à quartz.**

Fonctionnement de l'oscillateur.

C'est un oscillateur à quartz fabriqué par la Société Française Radio-Électrique. Il est du type apériodique, c'est-à-dire qu'aucun circuit accordé n'entre en jeu dans son fonctionnement. Seul, le quartz fixe la fréquence d'oscillation.

Dans le cas présent, un quartz 2,5 kHz est employé. Ce quartz à quatre électrodes est monté entre la grille de commande du tube EF80 et sa grille écran créant ainsi l'oscillation. Cette oscillation est limitée en amplitude au moyen d'un dispositif analogue à un contrôleur automatique de gain. Pour ce faire, le signal de sortie est

détecté de façon à n'en conserver que la partie négative, laquelle est appliquée au moyen d'un pont de résistances à la grille de commande du tube dont elle fait varier le potentiel en fonction de l'amplitude de sortie.

Le signal à la sortie de l'oscillateur à quartz se présente de la façon suivante (*fig.* 13), le temps de montée et de descente des signaux pouvant, en première approximation, être pris égal à 0.

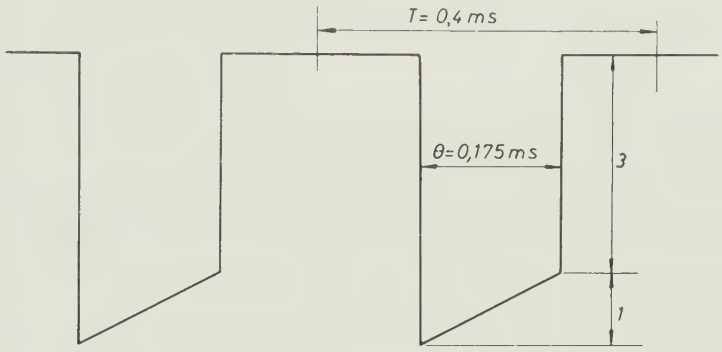


Fig. 13

Décomposition du signal en série de Fourier.

On va décomposer ce signal en série de Fourier afin de déterminer les différents niveaux de chacun des six premiers harmoniques.

On obtient, tous calculs effectués, en affectant T_1 du pourcentage 100 % :

$T_1 = 100\ \%$; $T_2 = 20\ \%$; $T_3 = 28\ \%$.

$T_4 = 18\ \%$; $T_5 = 11\ \%$; $T_6 = 15{,}5\ \%$

Le rapport le plus grand entre deux taux d'harmoniques est $\frac{T_1}{T_5} \simeq 9$.

D'autre part, les coefficients des $\sin \omega t$ étant très faibles, la fonction représentant l'oscillation peut s'écrire :

$$f(t) = \cos \omega t + 0{,}2 \cos 2 \omega t + 0{,}28 \cos 3 \omega t + 0{,}18 \cos 4 \omega t + 0{,}11 \cos 5 \omega t + 0{,}155 \cos 6 \omega t.$$

On voit que si l'on fait suivre l'oscillateur par un dérivateur, on aura :

$$f'(t) = k (\sin \omega t + 0{,}4 \sin 2 \omega t + 0{,}84 \sin 3 \omega t + 0{,}72 \sin 4 \omega t + 0{,}55 \sin 5 \omega t + 0{,}93 \sin 6 \omega t).$$

Autrement dit, les pourcentages seront devenus :

$$T_1 = 100\ \%; \qquad T_2 = 40\ \%; \qquad T_3 = 84\ \%$$
$$T_4 = 72\ \%; \qquad T_5 = 55\ \%; \qquad T_6 = 93\ \%$$

et le rapport le plus grand entre deux harmoniques sera $\frac{T_1}{T_2} = 2{,}5$.

On constate une très notable amélioration, amélioration qui peut se chiffrer par un rapport voisin de 4.

V,4.2 **Réalisation pratique du dispositif dérivateur.**

Le signal de l'oscillateur est délivré à l'extrémité d'une capacité de 1 000 pF. On va envoyer ce signal sur un étage cathodyne qui aura pour but d'assurer la liaison oscillateur-dérivateur sans perturber le fonctionnement de l'oscillateur.

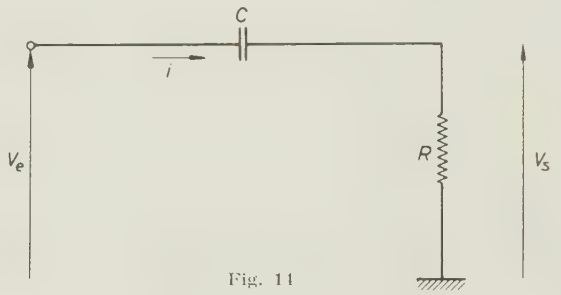


Fig. 14

La cathode de l'étage cathodyne est alors chargée par le dérivateur. Vu la faible impédance de sortie du montage cathodyne, le dérivateur ne perturbera pas son fonctionnement.

Le dispositif a l'allure indiquée *figure* 14.

On peut écrire :

$$V_e = \frac{1}{C}\int i\,dt + Ri,$$

soit en langage imaginaire :

$$V_e = \left(\frac{1}{jC\omega} + R\right) I$$

et :

$$V_s = \frac{RV_e}{R + \frac{1}{jC\omega}}.$$

Si $R \ll \frac{1}{C\omega}$ $V_s = RC\,(j\,\omega)\,V_e$, ce qui revient à écrire :

$$V_s = RC\frac{dV_e}{dt}.$$

Le signal de sortie est bien à une constante près la dérivée du signal d'entrée.

Le signal de sortie se présente comme la superposition de n harmoniques dont les six premiers nous intéressent seuls; pour que la dérivation soit effective, il faut donc que :

$$\frac{1}{6\,C\,\omega} \gg R$$

soit :

$$CR \ll \frac{1}{2\,\pi \times 15\,000} \qquad CR \ll 10^{-5}.$$

On a pris :

$$C = 10\ pF \qquad R = 10\ k\Omega.$$

D'autre part, le déphasage apporté par ce circuit est :

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{1}{RC\,\omega}.$$

On vérifie que $\operatorname{tg} \varphi = \frac{\pi}{2}$ pour l'harmonique 6; en effet :

$$\operatorname{tg} \varphi\,(H_6) = \frac{1}{6\,RC\,\omega} = 100,$$

$$\varphi \simeq \frac{\pi}{2}.$$

On en déduit que, *a fortiori*, $\varphi = \frac{\pi}{2}$ pour l'harmonique 1.

Le dérivateur va être suivi par un second étage cathodyne qui va permettre la transmission sans perturbation du signal dérivé aux séparateurs.

V,4.3 **Dispositif séparateur.**

Le signal délivré par le dérivateur attaque six dispositifs séparateurs. Ces dispositifs séparateurs sont à deux étages. Un premier étage amplificateur-séparateur délivre un signal nettement séparé, mais dont les taux d'harmoniques sont encore trop élevés. Aussi est-il suivi par un deuxième étage séparateur qui, en outre, effectue l'adaptation avec le modulateur en anneau.

a) Étude du premier étage amplificateur-séparateur.

Le premier étage amplificateur-séparateur a la constitution ci-après (*fig.* 15).

Un circuit bouchon est placé dans chaque grille de tube. Les six circuits bouchons sont accordés sur les six fréquences centrales constituant le signal d'attaque. Ces circuits dont les coefficients de surtension sont grands auront une grande sélectivité pourvu qu'ils ne soient pas trop amortis. On voit donc l'intérêt, puisque des considérations d'encombrement nous ont contraints à employer des demi-triodes comme premiers étages amplificateurs, de placer ces circuits oscillants dans les grilles des tubes où ils seront amortis par les impédances d'entrée des tubes, bien supérieures à leurs impédances de sortie qui amortiraient les circuits s'ils étaient placés dans les plaques.

Le signal appliqué à la grille 1 a la forme :

$$V_{e_1} = a \frac{Z_{11}}{Z'_{11} + Z_{11}} \sin \omega t + b \frac{Z_{12}}{Z'_{12}} \sin 2 \omega t + \ldots,$$

avec :

$$Z'_{11} = \frac{1}{\gamma_1 \omega} \qquad Z'_{12} = \frac{1}{2 \gamma_1 \omega},$$

Z_{11} et Z_{12} : impédances des circuits bouchons (1) accordés sur l'harmonique 1 pour les fréquences F et 2 F.

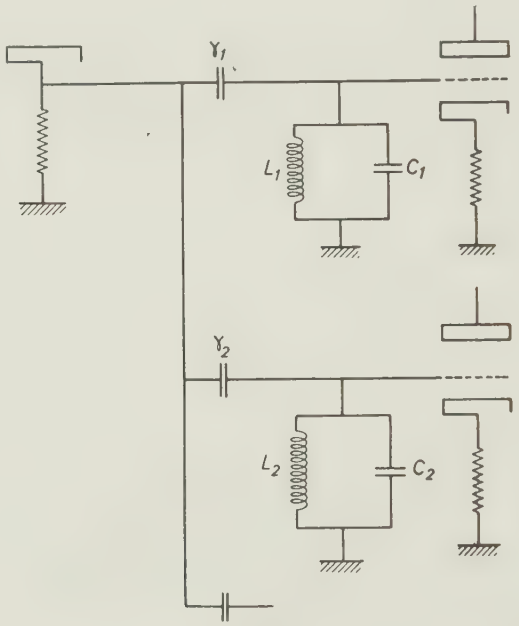


Fig. 15

Il est nécessaire de choisir les γ_1 faibles; en effet, il faut que l'impédance d'amortissement de chaque circuit oscillant soit suffisamment grande. Or, cette impédance d'amortissement se compose, d'une part, de l'impédance de la capacité γ correspondante, d'autre part, de l'impédance de sortie de l'étage cathodyne. Cette impédance, placée en parallèle sur les autres circuits oscillants, est équivalente à l'impédance de sortie de l'étage cathodyne. Les capacités γ constituent donc l'essentiel de l'impédance d'amortissement.

On se trouve donc en présence sur les grilles des six triodes de six signaux à forte prédominance d'harmoniques 1, 2, 3, ..., 6.

L'amplificateur est standard; son schéma est donné *figure* 16.

Le tube choisi est une 6BQ7, cela en raison de la présence dans ce tube d'un blindage qui évite les couplages entre harmoniques.

Le point de fonctionnement est :

$$V_{p_0} = 117{,}5 \text{ V}; \qquad I_{p_0} = 2{,}5 \text{ mA}; \qquad V_{g_0} = -2{,}5 \text{ V}.$$

Le gain du tube est G = 30.

Étude du signal à l'entrée de l'amplificateur.

Le signal à l'entrée de l'amplificateur voie n s'écrit :

$$V_{e_n} = \sum_{m=1}^{m=6} a_m \frac{Z'_{nm}}{Z_{nm} + Z'_{nm}} \sin m\,\omega\,t.$$

En faisant $n = 1$, $n = 2$, ..., $n = 6$, on obtient les signaux à l'entrée des six voies. On a :

Z'_{nm}, impédance du circuit bouchon n accordé sur la pulsation $n\,\omega$ à la pulsation $m\,\omega$:

$$Z'_{nm} = \frac{jL_n\,(m\,\omega)}{1 - L_n\,C_n\,(m\,\omega)^2} \qquad n \neq m$$

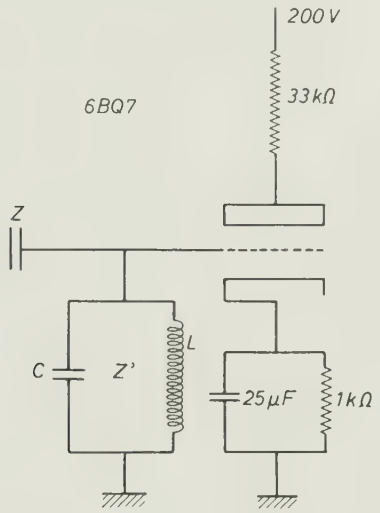


Fig. 16

Z_{nm}, impédance de la capacité γ_n pour la fréquence $m\,\omega$:

$$Z_{nm} = \frac{1}{\gamma_n\,m\,\omega}.$$

Dans le cas $n = m$, on a :

$$Z'_{nn} = Q_n\,L_n\,n\,\omega,$$

$$n \neq m,\ Z'_{nm} \simeq Z_{nm}.$$

On peut dresser le tableau I permettant de déterminer les différents taux d'harmoniques.

Il est nécessaire d'employer un second étage séparateur-amplificateur pour diminuer ce taux d'harmoniques.

TABLEAU I

VOIES	1	2	3	4	5	6
n	1	2	3	4	5	6
a_1	1	1	1	1	1	1
L_n (mH)	200	100	66,6	50	40	33,3
C_n (pF)	20 000	10 000	6 666	5 000	4 000	3 333
γ_n (pF)	33	12	10	6,8	4,7	4,7
Q_n	100	135	150	180	180	180
Z'_{n_1} (kΩ).....	314	2,1	1,17	0,84	0,655	0,55
Z_{n_1} (MΩ).....	1,93	5,3	6,36	9,2	13,7	13,7
$a_1 \frac{Z'_{n_1}}{Z_{n_1} + Z'_{n_1}}$	0,14	$0{,}396 \cdot 10^{-3}$	$0{,}184 \cdot 10^{-3}$	$0{,}09 \cdot 10^{-3}$	$0{,}048 \cdot 10^{-3}$	$0{,}04 \cdot 10^{-3}$
Z'_{n_2} (Ω) k.....	2,12	425	3,74	2,09	1,495	1,27
Z_{n_2} (MΩ)	0,965	2,65	3,18	4,6	6,85	6,85
a_2	0,4	0,4	0,4	0,4	0,4	0,4
$a_2 \frac{Z'_{n_2}}{Z_{n_2}}$	$0{,}88 \cdot 10^{-3}$	$55 \cdot 10^{-3}$	$0{,}47 \cdot 10^{-3}$	$0{,}182 \cdot 10^{-3}$	$0{,}088 \cdot 10^{-3}$	$0{,}075 \cdot 10^{-3}$
Z'_{n_3} (kΩ)	1,2	3,76	468	6,85	2,94	2,26
Z_{n_3} (MΩ)	0,645	1,77	2,12	3,06	4,57	4,57
a_3.....	0,84	0,84	0,84	0,84	0,84	0,84
$a_3 \frac{Z'_{n_3}}{Z_{n_3}}$	$1{,}86 \cdot 10^{-3}$	$1{,}78 \cdot 10^{-3}$	$0{,}152 \cdot 10^{-3}$	$1{,}88 \cdot 10^{-3}$	$0{,}55 \cdot 10^{-3}$	$0{,}42 \cdot 10^{-3}$
Z'_{n_4} (kΩ)	0,85	2,1	5,35	565	6,98	4,06
Z_{n_4} (MΩ)	0,482	1,325	1,59	2,34	3,42	3,42
a_4.....	0,72	0,72	0,72	0,72	0,72	0,72
$a_4 \frac{Z'_{n_4}}{Z_{n_4}}$	$1{,}27 \cdot 10^{-3}$	$1{,}14 \cdot 10^{-3}$	$2{,}42 \cdot 10^{-3}$	$0{,}14 \cdot 10^{-3}$	$1{,}49 \cdot 10^{-3}$	$0{,}857 \cdot 10^{-3}$
Z'_{n_5} (kΩ)	0,665	1,5	2,94	7	565	9,25
Z_{n_5} (MΩ)	0,386	1,06	1,27	1,84	2,7	2,7
a_5	0,55	0,55	0,55	0,55	0,55	0,55
$a_5 \frac{Z'_{n_5}}{Z_{n_5}}$	$0{,}95 \cdot 10^{-3}$	$0{,}776 \cdot 10^{-3}$	$1{,}27 \cdot 10^{-3}$	$2{,}09 \cdot 10^{-3}$	$0{,}096 \cdot 10^{-3}$	$1{,}88 \cdot 10^{-3}$
Z'_{n_6} (kΩ)	0,548	1,18	2,08	3,77	8,5	610
Z_{n_6} (MΩ)	0,322	0,885	1,06	1,53	2,28	2,28
a_6	0,93	0,93	0,93	0,93	0,93	0,93
$a_6 \frac{Z'_{n_6}}{Z_{n_6}}$	$1{,}54 \cdot 10^{-3}$	$1{,}23 \cdot 10^{-3}$	$1{,}825 \cdot 10^{-3}$	$2{,}29 \cdot 10^{-3}$	$3{,}48 \cdot 10^{-3}$	$0{,}198 \cdot 10^{-3}$
T_n	2,14 %	5 %	2,1 %	2,6 %	4,6 %	1 %

Le taux d'harmoniques T_n étant tel que :

$$T_n = \frac{\sqrt{\sum_{n=1}^{n=6} [a_m (Z_{nm}/Z_{nm})]^2}}{a_n [Z'_{nn}/(Z_{nn} + Z'_{nn})]} \quad (n \neq m).$$

b) Étude du second étage amplificateur-séparateur.

Cet étage est constitué par un tube pentode dont la plaque est chargée par un transformateur à primaire accordé sur la fréquence choisie.

Il a été nécessaire d'employer un transformateur, car il faut adapter le modulateur en anneau qui suit et dont l'impédance d'entrée est de 600 Ω. Cette nécessité de sortir par un transformateur et d'employer un amplificateur sélectif afin d'obtenir six signaux dont les taux de distorsion seraient inférieurs à 1 %, nous a conduits à utiliser comme tube amplificateur une pentode dont l'impédance de sortie très grande n'amortira pas le primaire du transformateur placé dans sa plaque.

La liaison premier étage amplificateur-séparateur-deuxième étage amplificateur-séparateur est faite au moyen d'un diviseur à résistances dont l'une des branches est constituée par un potentiomètre afin d'attaquer la pentode par un signal à niveau faible et réglable.

Afin d'obtenir une distorsion due au tube faible, cet amplificateur est à contre-réaction d'écran.

Calculons le gain d'un tel étage (*fig.* 17).

On a l'équation de la pentode :

$$R_i\, i_p = V_p + \mu V_g + \frac{\mu}{\mu_{g_e}} V_{g_e},$$

μ_{g_e} étant le coefficient d'amplification de l'écran par rapport à la grille.

En introduisant :

$$A = \frac{V_p}{V_g} \qquad A' = \frac{V_{g_e}}{V_g} = - \frac{\mu_{g_e}}{1 + \frac{R'_2}{R_e}}$$

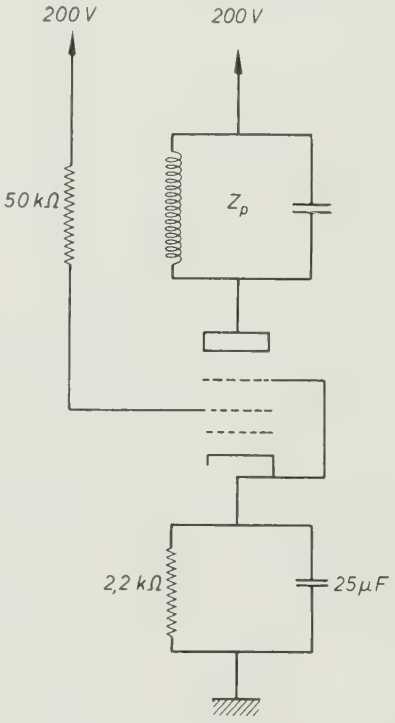


Fig. 17

avec R'_i, résistance interne de la triode (K, G_1, G_2), on obtient :

$$A = \frac{\mu}{1 + \frac{R_i}{Z_p}} \left[1 - \frac{R_e}{R_e + R'_i} \right].$$

Comme $R^i \gg Z_p$:

$$A = pZ_p \left[1 - \frac{R_e}{R_e + R'_i} \right].$$

On a mesuré $R'_i = 100$ kΩ.

On a pris $R_e = 50$ kΩ :

$$A = 0{,}5\, pZ_p .$$

Impédance de charge d'un tube ramenée par un transformateur.

Le schéma équivalent au tube chargé est représenté sur la *figure* 18.

Les équations des circuits couplés donnent :

$$\mu V_g = R_i \mathfrak{I}_p + jL_1 \omega \mathfrak{I}_1 + jM \omega \mathfrak{I}_2,$$

$$0 = (R_u + jL_2 \omega) \mathfrak{I}_2 + jM \omega \mathfrak{I}_1.$$

Dans le cas présent, $R_u \gg L_2 \omega$:

$$\mu V_g = R_i \mathfrak{I}_p + \left[jL_1 \omega + \frac{M^2 \omega^2}{R_u} - jL_2 \omega \frac{M^2 \omega^2}{R_u^2} \right].$$

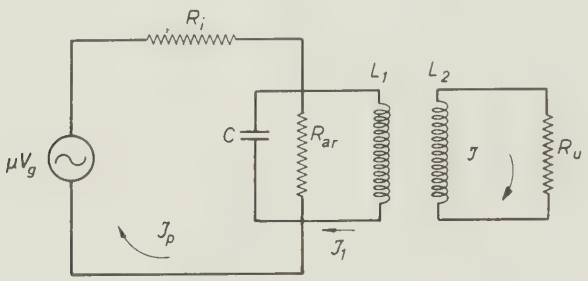


Fig. 18

On ramène donc en série avec L_1 une résistance et une réactance :

$$R_{ram} = \frac{M^2 \omega^2}{R_u} = \frac{L_1 L_2 \omega^2}{R_u},$$

$$x_{ram} = \frac{L_1 L_2^2 \omega^3}{R_u^2}.$$

Il faut que x soit suffisamment faible pour ne pas dérégler le circuit accordé et que R n'amortisse pas trop le circuit.

Pour la voie 1, on a choisi $n = 20$. On ramène en série avec L_1 :

$$R_1 = 42\ \Omega$$

$$x_1 = 4{,}2\ \Omega,$$

(x_1 ne déréglera pratiquement pas le circuit bouchon).

On connaît la résistance d'antirésonance du circuit bouchon :

$$R_{ar} = 314\ k\Omega,$$

ce qui équivaut à une résistance série :

$$r = 31{,}4\ \Omega,$$

résistance série totale :

$$\rho = r + R_1 = 73{,}4\ \Omega,$$

d'où la résistance effective d'amortissement :

$$R'_{ar} = 135\ k\Omega.$$

Pour les autres voies, le calcul de la résistance effective d'amortissement s'effectue de la même façon.

On calcule alors le gain de l'amplificateur pour chaque portion du signal à son entrée, le gain le plus fort est pour le signal dont la fréquence est celle du circuit bouchon, les autres sont comparativement peu amplifiés.

Le tableau ci-dessous donne les résultats obtenus :

HARMONIQUES	1	2	3	4	5	6
Taux d'harmoniques à la sortie	0,016 %	0,09 %	0,08 %	0,09 %	0,2 %	0,05 %

On constate que les taux d'harmoniques dus à la distorsion provenant de l'étage précédent (distorsion provoquée par une séparation imparfaite et distorsion due au tube) sont très faibles vis-à-vis de la distorsion proprement dite, due à la pentode amplificatrice.

Dans les conditions employées, mais sans contre-réaction, on peut s'attendre à une distorsion de 1 %. La contre-réaction divise cette distorsion par 2. On doit donc obtenir une distorsion maximale de 0,7 %, ce maximum étant obtenu pour l'harmonique 5. C'est bien ce qui est trouvé expérimentalement.

V,5 CONCLUSION

Le générateur d'harmoniques va donc permettre de délivrer six signaux dont les fréquences sont : 2,5, 5, 7,5, 10, 12,5, 15 kHz, et dont le taux de distorsion est inférieur à 1 %.

VI. — DÉMODULATEUR

Chaque signal à l'entrée de chaque démodulateur se présente sous la forme d'une onde de fréquence centrale 500 Hz modulée en fréquence avec un taux de 30 %; on peut donc écrire :

$$F = F_0 \left[1 + 0{,}3 \frac{f(t)}{f_{max}(t)} \right].$$

Il s'agit d'extraire de cette onde le signal $f(t)$ qui a servi à la moduler et dont la fréquence est basse.

D'autre part, le niveau du signal à l'entrée de chaque démodulateur sera connu quand on aura déterminé le gain de chaque voie. Le tableau ci-dessous nous renseigne sur ce gain; il a été évalué pour chaque fréquence centrale :

VOIES	1	2	3	4	5	6
Gain étage entrée	5	5	5	5	5	5
Gain filtres de voie	0,447	0,4	0,68	0,5	0,354	0,5
Gain modulateurs en anneaux	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5
Gain filtre de bande	0,7	0,7	0,7	0,7	0,7	0,7
Gain de l'ensemble	0,8	0,7	1,2	0,875	0,62	0,875

On voit que, pour un niveau d'entrée de 1 V crête pour chaque voie à l'entrée de l'appareil, il correspondra un niveau voisin de 1 V crête à l'entrée de chaque démodulateur.

VI,1 PRINCIPE DE L'APPAREIL

Pour s'affranchir des variations de niveau en fonction de la fréquence à l'entrée, variations dues, en particulier, aux filtres qui ne donnent pas dans leur bande passante une transmission rigoureusement constante, le signal est écrêté de façon très efficace au moyen d'un double étage écrêteur. Ce signal écrêté est alors dérivé; on obtient des

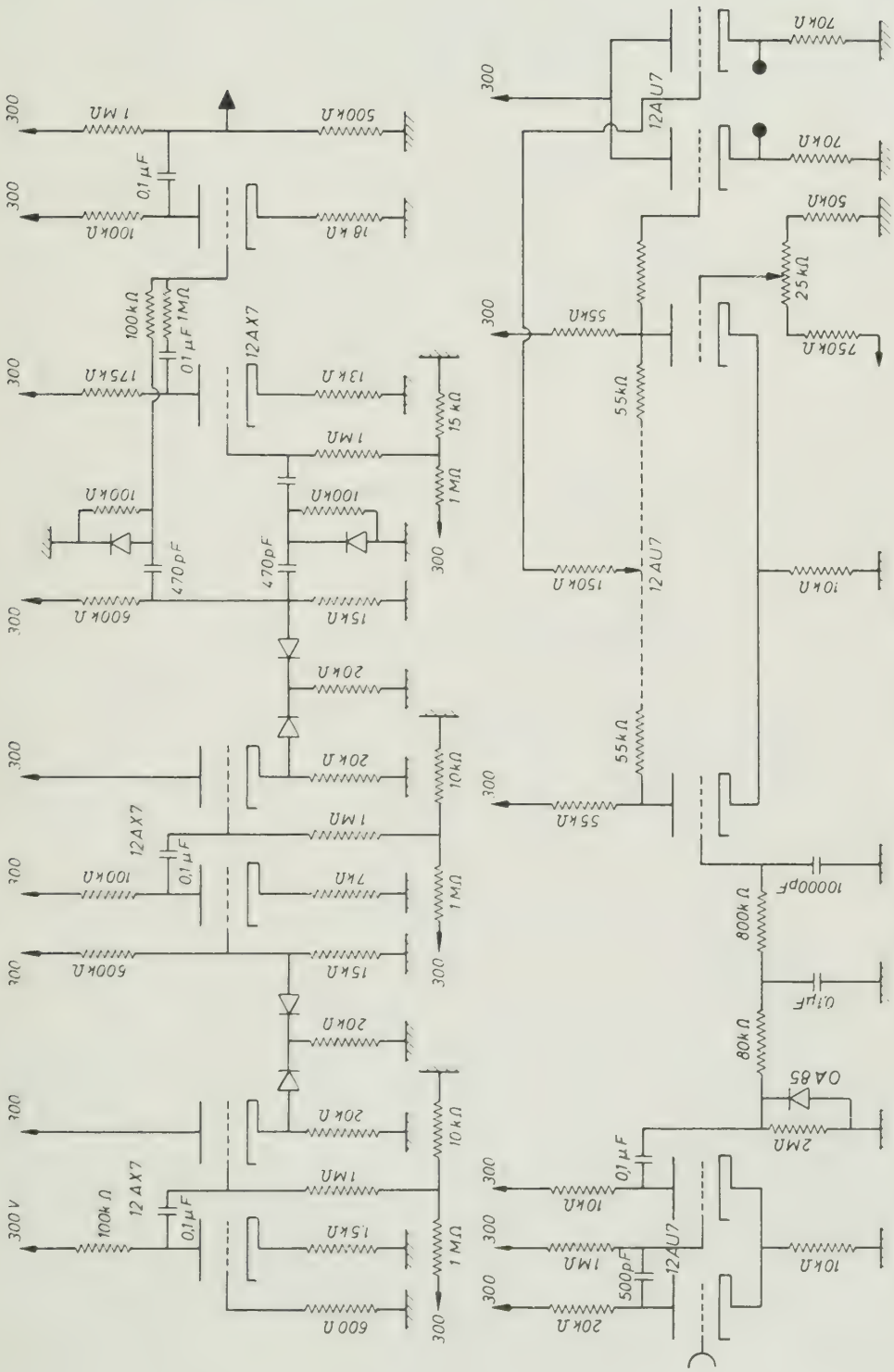


Fig. 19. — Démodulateur

impulsions dont la fréquence de répétition est proportionnelle à la fréquence du signal d'entrée. Les impulsions attaquent ensuite un multivibrateur monostable qui délivre des signaux rectangulaires de largeur constante et dont la fréquence varie avec la fréquence du signal d'entrée. On montrera que la valeur moyenne de ces signaux rectangulaires est proportionnelle à la fréquence d'entrée, donc :

$$V = kF_0 \left[1 + 0{,}3 \frac{f(t)}{f_{max}(t)} \right].$$

Si on retranche de V, au moyen d'un amplificateur différentiel, la tension $V_0 = kF_0$ correspondant à la fréquence centrale F_0, on obtient :

$$v = V - V_0 = kF_0\, 0{,}3 \frac{f(t)}{f_{max}(t)},$$

$$v = \lambda f(t).$$

Autrement dit, on obtient une tension de sortie proportionnelle à la tension modulatrice. Le schéma de l'appareil est donné *figure* 19.

VI,2 ATTAQUE DE L'ÉTAGE ÉCRÊTEUR

Le signal d'entrée est tout d'abord amplifié au moyen d'une triode 12AX7 dont les éléments sont tels qu'on obtient un gain voisin de 30.

D'autre part, il faut que l'écrêteur soit attaqué par une source à faible impédance; on fait donc suivre l'amplificateur par un cathodyne. On emploie un demi-tube 12AX7.

VI,3 ÉTUDE DE L'ÉCRÊTEUR

VI,3.1 **Préliminaire.**

L'écrêteur utilisé a la constitution ci-contre (*fig.* 20 et 21).

Supposons que le courant de sortie soit négligeable, ce qui est pratiquement le cas. Le montage (1) peut alors être remplacé par (2) pourvu que R soit très grand par rapport à R_2.

En effet, considérons le circuit ci-contre à la droite du trait pointillé. Il y a deux possibilités : la première, D_2 est bloquée; la seconde, D_2 est passante.

Quand D_2 est bloquée, on a en (1) pour la tension C :

$$V_{1_C} = V_{b_0} \frac{R_2}{R + R_2},$$

et pour (2) :

$$V_{2_C} = V_0.$$

Quand D_2 est passante, on a en (1) :

$$V'_{1c} = V_{b_0} \frac{\dfrac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}}{R + \dfrac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}},$$

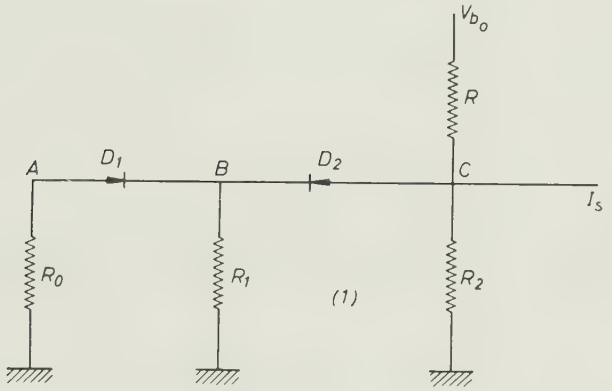


Fig. 20

et en (2) :

$$V'_{2c} = V_0 - \frac{R_2 V_0}{R_1 + R_2} = V_0 \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

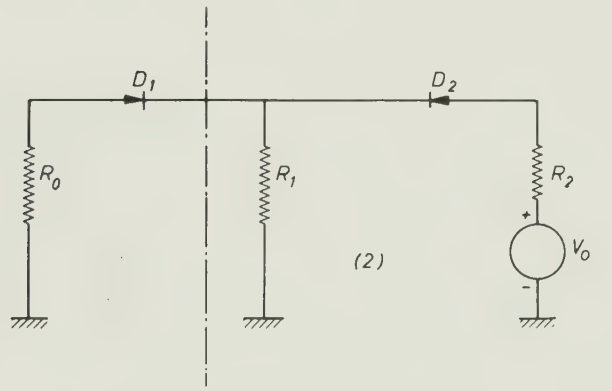


Fig. 21

Dans le cas où R est très grand par rapport à R_2 :

$$V_{1c} = V_{b_0} \frac{R_2}{R} \qquad \text{et} \qquad V'_{1c} = \frac{V_{b_0}}{R} \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

car R est *a fortiori* supérieur à $\dfrac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$:

On peut donc écrire :

$$V'_{1c} = V_{1c} \frac{R_1}{R_1 + R_2} = V_0 \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

C.Q.F.D.

On a donc l'analogie indiquée avec :

$$R \gg R_2 \qquad V_0 = V_{b_0} \frac{R_2}{R}.$$

VI,3.2 **Fonctionnement de l'écrêteur.**

Partons de l'état d'équilibre suivant en régime statique. D_1 et D_2 sont passantes.

On peut écrire (aux chutes dans les diodes près) :

$$R_0 i_0 = R_1 (i_1 + i_2) = V_0 - R_2 i_2 \qquad (1).$$

En régime dynamique, si la tension en A augmente, le courant i_1 augmente de Δi_1 et la tension en B augmente. La tension en B augmentant, le courant i_2 va diminuer

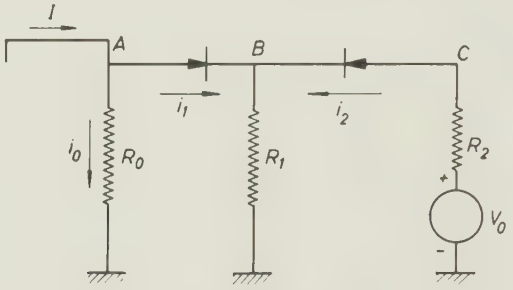


Fig. 22

de Δi_2 et la tension en C va suivre A et B. Ceci est valable jusqu'au moment où $i_2 = 0$; à ce moment $V_C = V_0$ ne peut plus croître et D_2 se bloque. La tension en C présente donc un palier d'amplitude V_0 (*fig.* 22).

Si, maintenant, la tension en A diminue en partant du régime statique, le courant i_0 décroît de Δi_0, le courant i_1 de Δi_1, donc B a tendance à suivre A. Si V_B décroît, le courant i_2 croît de Δi_2 et V_C décroît aussi.

Comme on a :

$$V_0 - R_2 i_2 = R_1 (i_1 + i_2),$$

soit :

$$i_2 = \frac{V_0 - R_1 i_1}{R_1 + R_2}.$$

Le courant i_2 a donc un maximum, $i_2 = \dfrac{V_0}{R_1 + R_2}$, qu'il ne pourra pas dépasser; alors la diode D_1 se bloque et la tension de sortie se fixe à $V_0 \dfrac{R_1}{R_1 + R_2}$:

Les deux limites d'écrêtage seront donc :

$$V_0 \qquad \text{et} \qquad V_0 \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

Pour que l'écrêtage soit symétrique, il faut que la tension :

$$V_{A\,\text{statique}} = \frac{V_0}{2}\left[\frac{2R_1 + R_2}{R_1 + R_2}\right].$$

On a choisi :

$$\boxed{R = 600\ \text{k}\Omega \qquad R_2 = 15\ \text{k}\Omega},$$

on a donc :

$$V_0 = 300\ \frac{15}{600} = 7{,}5\ \text{V}.$$

Ceci nous permet de déterminer R_1, connaissant V_A (tension statique sur la cathode du cathodyne) = 6 V, par la formule :

$$V_A = \frac{V_0}{2}\left[\frac{2R_1 + R_2}{R_1 + R_2}\right],$$

d'où :

$$R_1 = 22{,}5\ \text{k}\Omega.$$

On a pris :

$$\boxed{R_1 = 20\ \text{k}\Omega},$$

on en déduit les limites d'écrêtage :

$$\boxed{V_{min} = 4{,}3\ \text{V} \qquad V_{max} = 7{,}5\ \text{V}}.$$

VI,3.3 **Calcul des temps de montée des flancs de signaux écrêtés.**

Le signal se trouve écrêté comme indiqué *figure* 23.

Soit A sin ωt le signal à l'entrée de l'écrêteur, le demi-temps de montée t_0 sera tel que :

$$A \sin \omega t_0 = V_0,$$

d'où :

$$t_0 = \frac{1}{\omega}\,\text{Arc sin}\,\frac{V_0}{A}.$$

Pour un signal d'entrée de 1 V crête, ce qui est à peu près les cas dans la pratique, on a à l'entrée de l'écrêteur :

$$V_e = 30 \sin \omega t.$$

Pour la fréquence centrale de 500 Hz, cela donne :

$$t_0 = 17\ \mu s,$$

d'où :

$$t_m = 2\,t_0 = 34\ \mu s.$$

Ce signal écrêté une première fois est amplifié. Son amplitude est alors voisine de 28 V.

Le tube amplificateur est suivi, comme dans le dispositif d'attaque du premier écrêteur, d'un étage cathodyne.

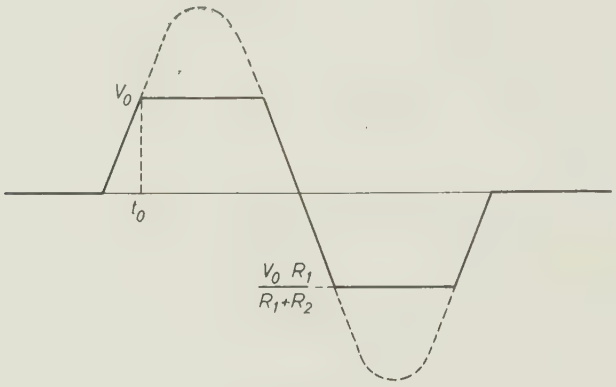


Fig. 23

Le signal à l'entrée du second écrêteur est donc :

$$V_{e_2} = 28 \sin \omega t,$$

d'où, en considérant le flanc de montée du signal écrêté une fois comme linéaire :

$$\frac{t_m}{T_m} = \frac{3{,}2}{28},$$

d'où :

$$\boxed{T_m = 4\ \mu s}.$$

VI,3.4 **Étude de l'impédance d'entrée de l'écrêteur** (*fig.* 24).

L'impédance d'entrée est $Z_e = \frac{V_e}{I_1}$. Étudions sa variation avec la tension d'entrée.

Pour $V_e < V_0 \frac{R_1}{R_1 + R_2}$, D_1 est bloquée, on a :

$$i_1 = 0 \qquad Z_e = \infty.$$

Pour $V_e > V_0$, D_2 est bloquée, on a :

$$Z_e = R_1.$$

Pour $\frac{V_0 R_1}{R_1 + R_2} < V_e < V_0$, les deux diodes conduisent, on a :

$$V_e = R_1 (i_1 + i_2) = V_0 - R_2 i_2,$$

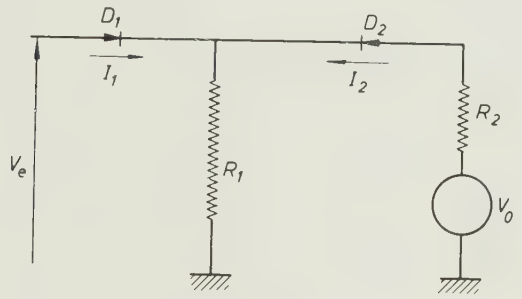


Fig. 24

d'où :

$$Z_e = \frac{V_e}{I_1} = \frac{V_e}{V_e \left[\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right] - \frac{V_0}{R_2}}.$$

La courbe est une branche d'hyperbole.

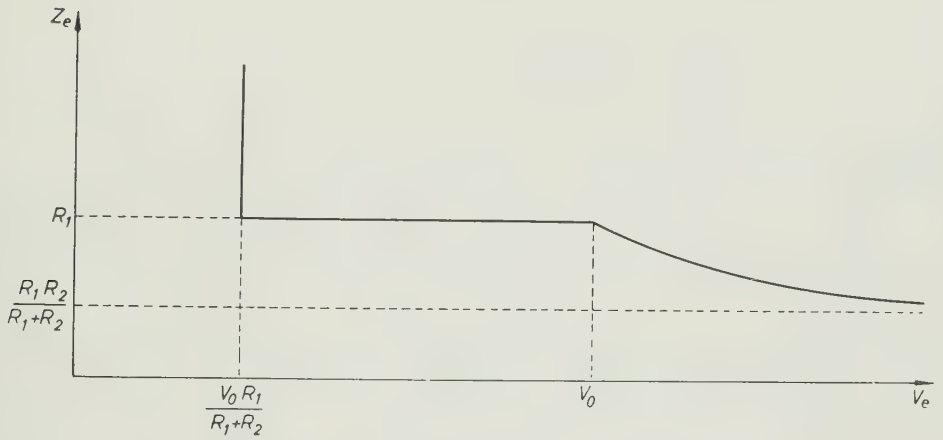


Fig. 25

On peut tracer la courbe donnant la variation de Z_e en fonction de V_e. Cette courbe (*fig.* 25) montre la grande variation de l'impédance d'entrée de l'écrêteur. La source fournissant V_e devra donc supporter les grandes variations de cette impédance d'entrée, c'est-à-dire avoir une impédance interne très faible. C'est pour cela qu'on a employé un cathodyne.

VI,3.5 **Étude de l'impédance de sortie de l'écrêteur.**

Au point de vue impédance de sortie, le schéma ci-dessous (*fig.* 26) se ramène à celui de la *figure* 27.

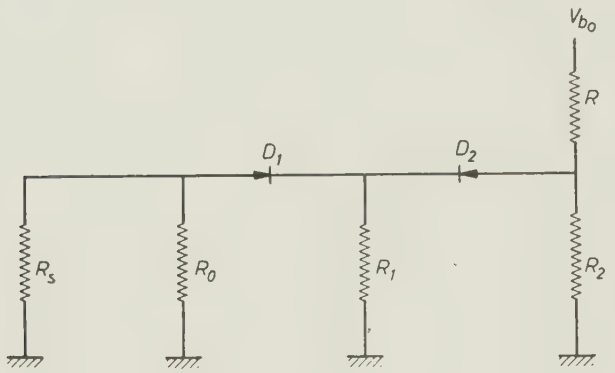


Fig. 26

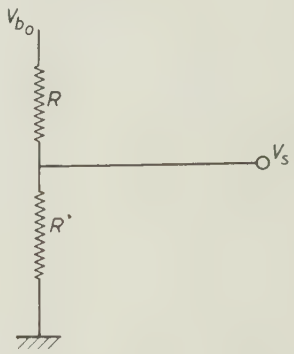


Fig. 27

avec R′ dépendant de l'état bloqué ou passant des diodes D_1 et D_2.

On a :

$$Z_s = \frac{V_s}{V_s\left(\frac{1}{R} + \frac{1}{R'}\right) - \frac{V_{b_0}}{R}}.$$

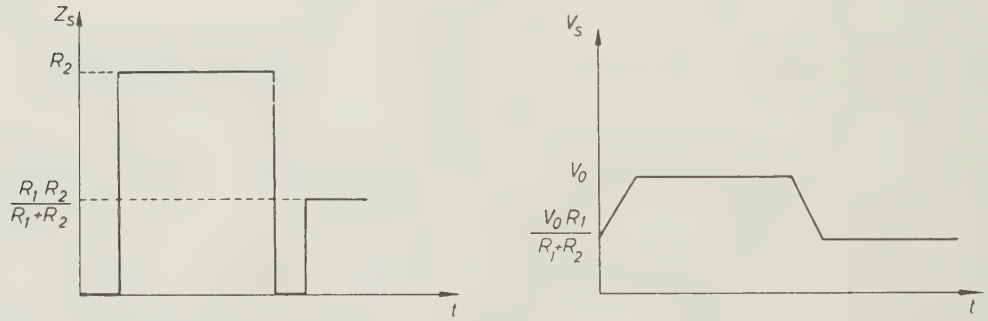


Fig. 28

Quand D_1 est bloquée, on peut écrire :

$$Z_{s_1} = \frac{V_s}{V_s\left(\frac{1}{R} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right) - \frac{V_{b_0}}{R}},$$

expression dans laquelle :

$$V_s = \frac{V_{b_0}}{R + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}} \cdot \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}.$$

En remplaçant V_s par cette valeur :

$$Z_{s_1} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \qquad \text{en négligeant } \frac{1}{R}.$$

Quand D_2 est bloquée :

$$Z_{s_2} = R_2.$$

Quand D_1 et D_2 sont passantes :

$$Z_{s_0} = R_{cath}$$

(résistance de sortie du cathodyne) car $R_0, R_1, R_2 \gg R_{cath}$.

La courbe représentative de l'impédance de sortie a donc l'allure indiquée *figure* 28.

VI,4 ÉTUDE D'UN CIRCUIT DÉRIVATEUR (*fig.* 29)

La tension de sortie est la dérivée de la tension d'entrée :

$$V_s = RC \frac{dV_e}{dt},$$

à condition que $\frac{1}{C\omega} \gg R$.

On a choisi :

$$R = 100\ k\Omega \qquad C = 470\ pF.$$

En fait, le signal écrêté attaque deux circuits dérivateurs qui délivrent chacun deux impulsions, l'une positive l'autre négative. Cela, comme on le verra ultérieurement, afin d'améliorer la sensibilité de l'appareil. Ces circuits dérivateurs sont identiques, et l'on va étudier la tension que délivre l'un ou l'autre.

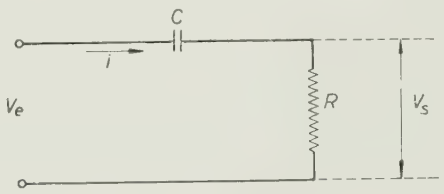


Fig. 29

Le schéma équivalent au montage écrêteur et aux dérivateurs est représenté *figure* 30.

L'écrêteur est équivalent à un générateur de signaux carrés d'impédance interne variable Z_s comme vu plus haut.

Soit i le courant débité par le générateur de signaux trapézoïdaux. On a :

$$i = \frac{V_e}{Z(p) + \frac{R}{2} + \frac{1}{2Cp}},$$

d'où :

$$V_s = R\frac{i}{2} = \frac{RV_e}{2Z(p) + R + \dfrac{1}{Cp}}.$$

L'étude du circuit ne peut pas être faite de façon simple, en tout cas pas au moyen du calcul symbolique, puisque l'impédance interne du générateur équivalent est une fonction du temps.

L'étude est alors considérablement simplifiée en remarquant que le signal sortant du dérivateur est nul sauf aux instants où le signal d'entrée est variable, c'est-à-dire pendant des intervalles de temps de durée T_m. Pendant ces intervalles de temps,

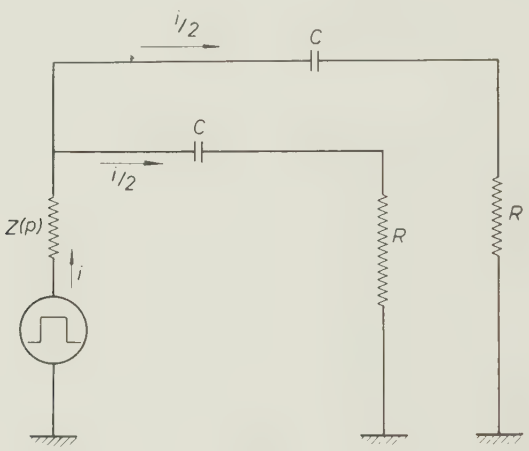


Fig. 30

l'impédance de sortie du montage écrêteur est très faible et pratiquement égale à l'impédance de sortie du montage cathodyne qui précède l'écrêteur.

Réponse d'un circuit dérivateur a un signal trapézoïdal.

Le signal à l'entrée du dérivateur a l'allure indiquée *figure* 31. On va le mettre en équation.

On admet, étant donné que $T \gg T_m$, qu'à la fin de chaque palier du signal, le régime transitoire qui l'a précédé est terminé. On peut donc prendre comme origine des tensions un de ces paliers, puisque nous ne nous intéressons qu'aux régimes transitoires.

Le signal à l'entrée de l'écrêteur s'écrit :

$$V_e(p) = \frac{V_0 R_2}{(R_1 + R_2)} \frac{1}{T_m p^2}\left[1 - e^{pT_m} - e^{p\left(\frac{T}{2} - T_m\right)} + e^{p\frac{T}{2}}\right],$$

soit, en posant :

$$V'_0 = \frac{V_0 R_2}{R_1 + R_2},$$

$$V_e(p) = \frac{V'_0}{T_m p^2}\left[1 - e^{pT_m} - e^{p\left(\frac{T}{2} - T_m\right)} + e^{p\frac{T}{2}}\right].$$

On peut donc écrire pour la tension de sortie de chaque dérivateur :

$$V_s = \frac{\dfrac{R V'_0}{T_m p^2}\left[1 - e^{-pT_m} - e^{-p\left(\frac{T}{2} - T_m\right)} + e^{-p\frac{T}{2}}\right]}{2R_s + R + \dfrac{1}{Cp}},$$

R_s : impédance de sortie du cathodyne d'attaque de l'écrêteur, d'où l'original :

$$V_s(t) = \frac{V'_0 RC}{T_m}\left\{\left[1 - e^{-\frac{t}{(R+2R_s)C}}\right]\Gamma(t) - \left[1 - e^{-\frac{t-T_m}{(R+2R_s)C}}\right]\Gamma(t - T_m)\right.$$
$$\left. - \left[1 - e^{-\frac{t-(T/2-T_m}{(R+2R_s)C}}\right]\Gamma\left(t - \frac{T}{2} + T_m\right) - \left[1 - e^{-\frac{t-T/2}{(R+2R_s)C}}\right]\Gamma\left(t - \frac{T}{2}\right)\right\}.$$

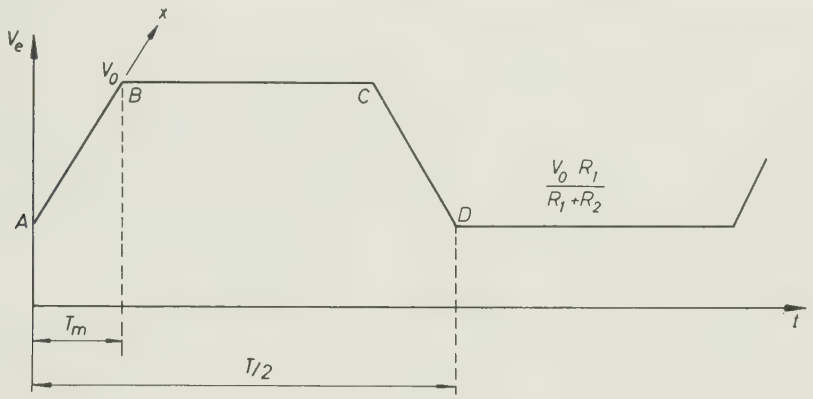


Fig. 31

Avec les valeurs numériques choisies :

$$V'_0 = V_0 \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 3{,}2 \text{ V},$$

$$R = 100 \text{ k}\Omega, \qquad C = 470 \text{ pF}, \qquad T_m = 4 \text{ } \mu\text{s},$$

l'expression s'écrit alors :

$$V_s(t) = 37{,}6\left\{\left[1 - e^{-\frac{t}{47}}\right]\Gamma(t) - \left[1 - e^{-\frac{t-T_m}{47}}\right]\Gamma(t - T_m)\right.$$
$$\left. - \left[1 - e^{-\frac{t-T/2-T_m}{47}}\right]\Gamma\left(t - \frac{T}{2} + T_m\right) - \left[1 - e^{-\frac{t-T2}{47}}\right]\Gamma\left(t - \frac{T}{2}\right)\right\}.$$

L'impulsion est maximale pour $t = T_m = 5$ µs. On a alors :

$$V_s = 4{,}1 \text{ V}.$$

Le signal est représenté par la courbe de la *figure* 32.

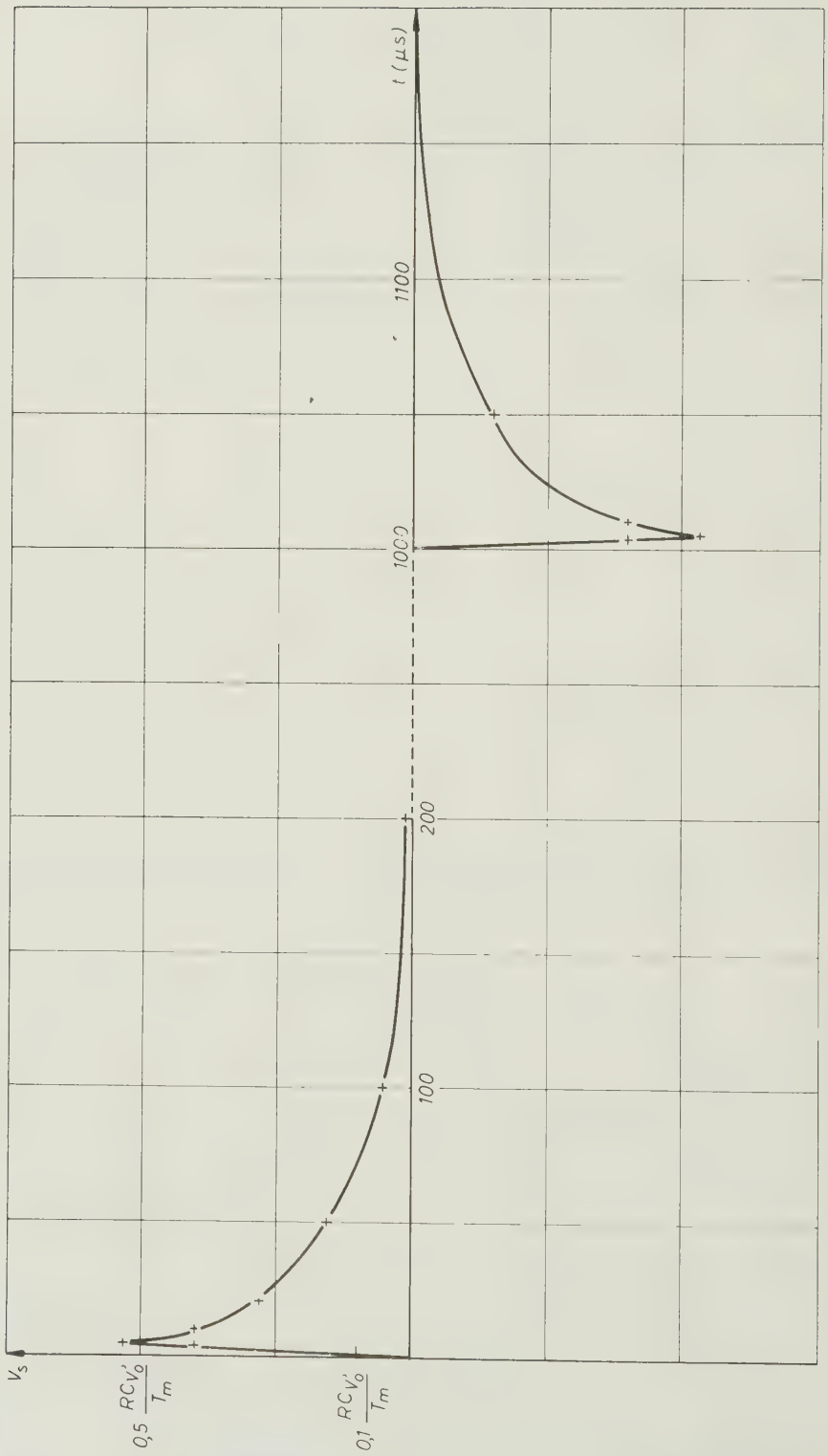


Fig. 32. — Signal à la sortie d'un dérivateur

Les dérivateurs étudiés ne sont finalement pas absolument identiques. En effet, la résistance de dérivation est mise à la masse pour les impulsions négatives pour l'un, pour les impulsions positives pour l'autre; cela nous permettra d'obtenir à la sortie de l'un des dérivateurs des impulsions positives, à la sortie de l'autre des impulsions négatives. Si l'on retourne les impulsions négatives et si l'on ajoute les impulsions obtenues aux impulsions positives, le multivibrateur monostable, que ces impulsions attaqueront, déclenchera deux fois plus souvent que dans le cas d'un seul dérivateur. Dans ces conditions, la valeur moyenne du signal délivré par le monostable sera deux fois plus grande que dans le cas d'un seul dérivateur, c'est-à-dire que, pour une même excursion de fréquence à l'entrée, on obtiendra une excursion de tension à la sortie égale à deux fois l'excursion obtenue dans le cas d'un seul circuit dérivateur. La précision de l'appareil $\frac{\Delta V}{\Delta f}$ se trouve donc multipliée par deux.

VI,5 SÉPARATION DE SIGNE

Chaque dérivateur a en fait la constitution suivante (*fig.* 33).

Le dérivateur (1) ne délivre que des impulsions négatives, le dérivateur (2) uniquement des impulsions positives.

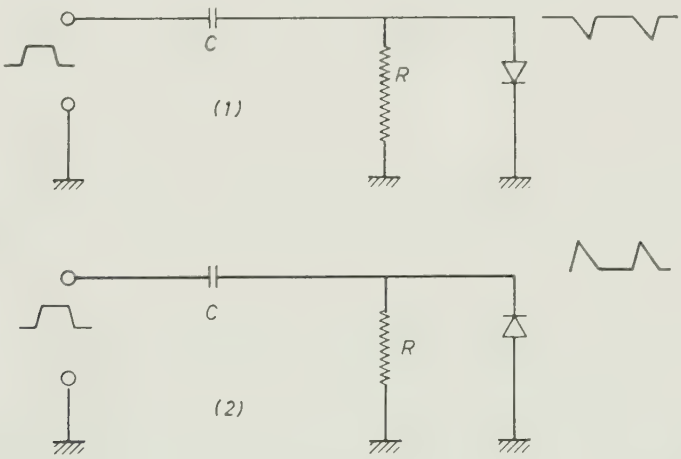


Fig. 33

Il est clair que les impulsions ne se chevaucheront pas une fois retournées puis ajoutées.

En fait, comme l'indique le schéma, c'est l'impulsion positive qui est retournée puis ajoutée à l'impulsion négative. Car il sera nécessaire d'avoir des impulsions de niveau plus élevé pour attaquer le monostable. En conséquence, les impulsions négatives seront amplifiées, ce qui donne des impulsions positives de fort niveau.

Le montage dérivateur et changeur de signe aura donc l'allure suivante (*fig.* 34).

On dispose d'un tube 12AX7 afin de retourner les impulsions positives. Il faut utiliser ce tube dans les meilleures conditions, c'est-à-dire qu'il est nécessaire que les impulsions issues des chemins (1) et (2) soient égales et d'amplitude maximale. Pour cela, on voit par un calcul simple qu'on se rapprochera beaucoup de la valeur optimale en choisissant $R_2 = 1\ M\Omega$, $R_3 = 100\ k\Omega$, et en ayant un gain voisin de 10 pour le tube déphaseur, ce qui est aisément réalisable; on obtient alors sur la grille de l'étage amplificateur des impulsions, des signaux de niveau $V_s = 0{,}86\ V_e$ avec $V_e = V_{e_1} = V_{e_2}$, soit $0{,}86 \times 4{,}1 = 3{,}5$ V.

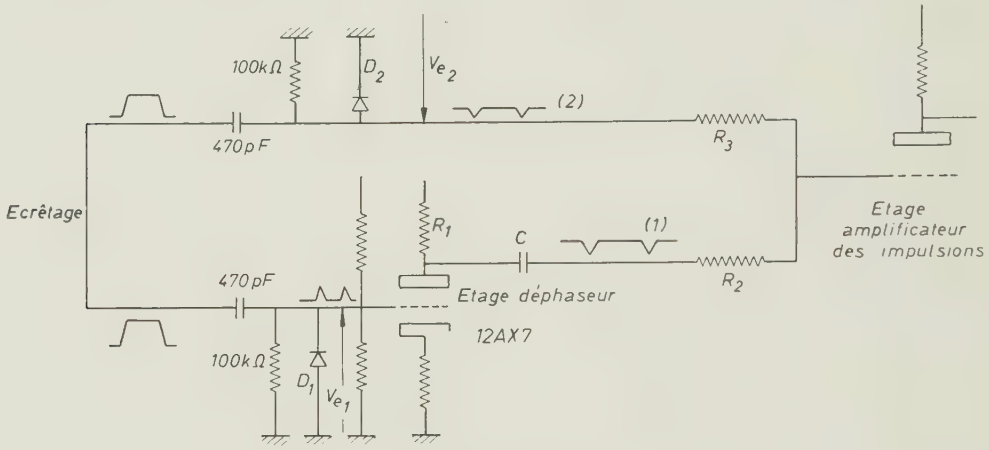


Fig. 34

Ces impulsions vont alors être amplifiées au moyen d'un demi-tube 12AX7 de façon à obtenir sur sa plaque des impulsions positives d'une vingtaine de volts.

VI,6 MULTIVIBRATEUR MONOSTABLE

Le schéma du multivibrateur monostable est représenté *figure* 35.

Le but du montage est de délivrer des signaux rectangulaires de largeur constante sur la plaque du tube 2.

VI,6.1 **Première phase. Montage à l'état statique.**

En l'absence d'impulsions sur la grille 1, on s'arrange pour que le tube 1 soit bloqué, le tube 2 étant passant. Le schéma montre que statiquement le tube 2 conduit, sa grille étant mise par l'intermédiaire d'une forte résistance à la haute tension; quant au tube 1, on règle au moyen du pont r_1, r_2 sa tension de grille de façon à ce que, en l'absence d'impulsion, il soit bloqué.

Soit $I_{p_{2_0}}$ le courant traversant R_2, on a sur la plaque de (2) : $V_{p_{2_0}} = V_a - R_{p_2} I_{p_{2_0}}$, un courant $I_{g_{2_0}}$ traverse R_g, d'où $V_{g_{2_0}} = V_a - R_g I_{g_{2_0}}$. Quant à la cathode, elle est traversée par un courant $I_K = I_{p_{2_0}} + I_{p_{2_0}}$. Le régime est stable, et il le restera s'il ne subit pas d'action extérieure.

VI,6.2 **Deuxième phase.**

Une impulsion positive suffisante (de l'ordre de 20 V) est appliquée à la grille 1 de façon à amener brusquement le tube 1 à l'état de conduction. Le circuit $R_1 C R_g$ se

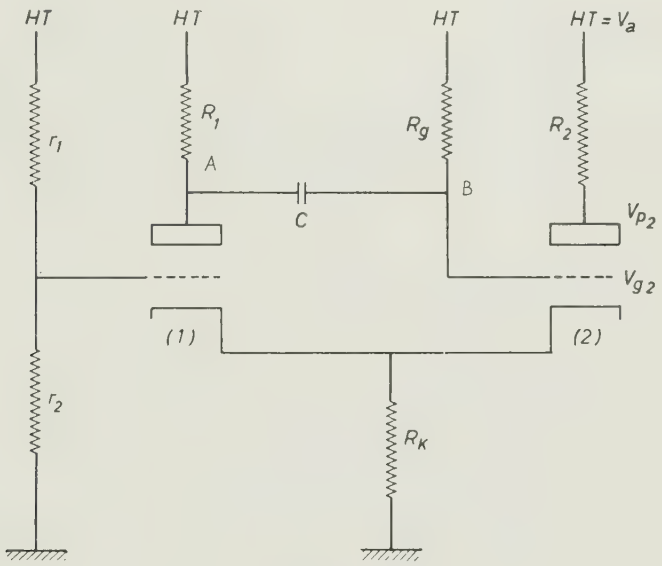


Fig. 35

trouve alors soumis à un échelon de courant I_{p_1}, la tension en A décroît donc brutalement, suivie en cela par la tension en B. Le tube 2, dont la cathode est au potentiel $V_{K_0} = R_K (I_{p_{2_0}} + I_{g_{2_0}})$ se bloque très rapidement, sa tension grille devenant trop faible par rapport à V_K; il en résulte que les courants $I_{p_{2_0}}$ et $I_{g_{2_0}}$ disparaissent, la tension V_{p_2} devient égale à V_a et l'on obtient un deuxième palier pour le potentiel de la plaque 2, le premier étant $V_{p_{2_0}}$. Dans cet état, il circule dans la cathode un courant I'_K qui dépend essentiellement de R_1.

En résumé, il y a donc deux actions qu'on peut supposer, en première approximation, se produisant au même instant : d'une part, application d'un échelon de courant > 0 en A, d'autre part, application au même instant, en B, d'un échelon de courant négatif.

Le calcul du régime transitoire provoqué par l'impulsion sera fait en considérant successivement l'action de I_{p_1}, puis de I_{g_2} et en les ajoutant.

Premier état.

Action d'un échelon de courant I_{p_1} *au circuit* (fig. 36).

La tension $V'_{p_1}(t)$ apparaissant en A, est égale au produit de l'impédance vue de A par le courant arrivant en A.

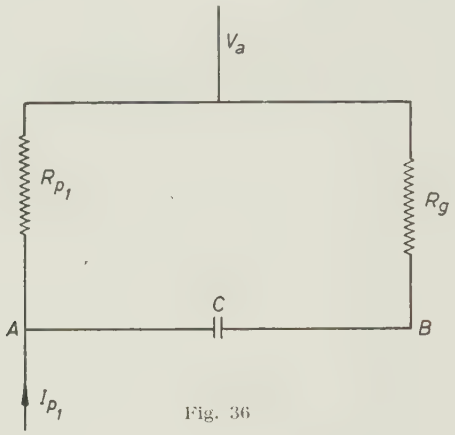


Fig. 36

On a, en notation symbolique :

$$I_{p_1}(t) \rightleftharpoons \frac{I_{p_1}}{p} \qquad V'_{p_1}(t) \rightleftharpoons \frac{ZI_{p_1}}{p};$$

or :

$$Z = \frac{R_{p_1}(1 + R_g Cp)}{1 + (R_{p_1} + R_g) Cp}$$

et :

$$V'_{p_1} = \frac{R_{p_1} I_{p_1}}{p} \cdot \frac{1 + R_g Cp}{1 + (R_{p_1} + R_g) Cp},$$

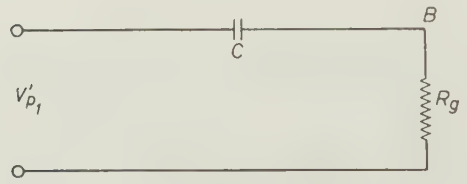


Fig. 37

d'où l'original de V_{p_1} :

$$V'_{p_1}(t) = \frac{R_{p_1}}{R_{p_1} + R_g} I_{p_1} \left| (R_{p_1} + R_g) C \quad - R_{p_1} C e^{-\frac{t}{(R_{p_1} + R_g)C}} \right|.$$

Pour étudier la tension apparaissant en B, il faut étudier le circuit (*fig.* 37).

On a :

$$V'_{p_1} \quad R_{p_1} I_{p_1} \frac{1 + R_g Cp}{p\,[1 + (R_{p_1} + R_g) Cp]}.$$

On a :

$$V'_{g_2} = \frac{V'_{p_1} R_g}{R_g + \frac{1}{Cp}} = \frac{R_{p_1} I_{p_1}}{p} \frac{1 + R_g Cp}{1 + (R_{p_1} + R_g) Cp} \frac{R_g Cp}{1 + R_g Cp},$$

d'où l'original de V'_{g_2} :

$$V'_{g_2}(t) = \frac{R_g R_{p_1} I_{p_1}}{R_{p_1} + R_g} e^{-\frac{t}{(R_{p_1} + R_g)C}}.$$

On va étudier alors l'effet de la brusque disparition du courant I_{g_2}.

Deuxième état.

Action d'un échelon de courant — I_{g_2} $\quad$ — I_{g_2} *sur le circuit* (fig. 38).

Cet échelon est la superposition du courant continu I_{g_2} et d'un échelon dont l'image est $-\frac{I_{g_2}}{p}$, seul intéressant en régime transitoire.

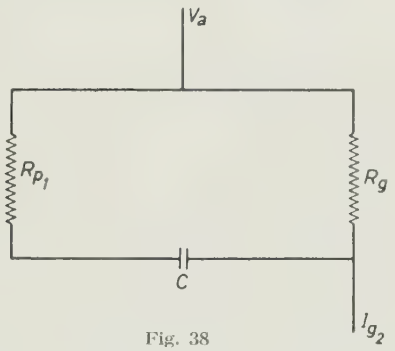


Fig. 38

Les calculs effectués pour l'apparition de I_{p_1} seront alors valables à condition de remplacer I_{p_1} par $-I_{g_2}$ et R_g par R_{p_1}. Alors, V''_{p_1} correspond à V'_{g_2} et V''_{g_2} à V'_{p_1}. On a donc :

$$V''_{p_1} = -I_{g_2} \frac{R_{p_1} R_g}{R_{p_1} + R_g} e^{-\frac{t}{(R_{p_1} + R_g)C}},$$

$$V''_{g_2} = -\frac{R_g}{R_{p_1} + R_g} \frac{I_{g_2}}{C} \left[(R_{p_1} + R_g) C - R_g C e^{-\frac{t}{(R_{p_1} + R_g)C}} \right].$$

Les tensions V_{p_1} et V_{g_2} créées par la superposition de l'apparition de courant en A et la disparition en B, sont obtenues en superposant V'_{p_1}, V''_{p_1}, V'_{g_2}, V''_{g_2} et les tensions statiques. Donc :

$$V_{p_1} = V_A - (V'_{p_1} + V''_{p_1}),$$

$$V_{g_2} = V_A - R_g I_{g_{2_0}} - (V'_{g_2} + V''_{g_2}).$$

Quant à la cathode, on a vu qu'en régime statique, son potentiel était fixé par le débit du tube 2, la tension de cathode ainsi obtenue doit être suffisamment élevée par rapport à la tension grille de 1 pour que 1 soit bloqué. Lorsque le tube 1 a été rendu passant, pour qu'il ne se bloque pas aussitôt l'impulsion terminée, il faut que le courant qu'il débite soit suffisamment inférieur à celui que débitait le tube 2. Les deux tubes étant identiques, cela s'écrit :

$$R_1 > R_2.$$

VI,6.3 **Troisième phase.**

Ainsi que le montre les expressions de V_{p_1} et V_{g_2}, la tension V_{g_2} remonte après avoir décru brutalement; à un certain moment, le tube 2 va se débloquer, aidé en cela par le fait que le potentiel de la cathode fixé par le débit du tube 1 n'est pas trop élevé. A l'instant précis où la grille atteint ce seuil, la tension cathode croît brusquement, car pendant un très court instant (le temps que V_K ne soit pas trop grand) les deux tubes débitent ensemble; c'est ce qui va provoquer le bloquage du tube 1. La tension V_{p_1} rejoint donc V_a et on se retrouve ramené à l'état statique. Il faudra attendre l'impulsion suivante pour que le cycle recommence.

VI,6.4 **Réalisation pratique du montage.**

On a pris les valeurs suivantes :

$$C = 500 \text{ pF}, \quad R_{p_1} = 20 \text{ k}\Omega, \quad R_{p_2} = 10 \text{ k}\Omega, \quad R_g = 1 \text{ M}\Omega, \quad R_K = 10 \text{ k}\Omega.$$

Le tube employé est une double triode 12AU7.

Le point de fonctionnement statique du tube 2 sera tel que $V_g \simeq 0$. En effet, la chute dans R_g est telle que la tension grille se place pratiquement au niveau de la tension de cathode. Dans ces conditions, le point de fonctionnement sera :

$$I_{p_{2_0}} = 12 \text{ mA}, \qquad V_{p_{2_0}} = 180 \text{ V};$$

la tension de cathode sera $V_{K_0} = 120$ V. On polarisera donc la grille du tube 1 à 100 V pour qu'il soit bloqué. Quant au point de fonctionnement du tube 1, il correspond aussi pratiquement à $V_g = 0$, soit :

$$I_{p_{1_0}} = 8 \text{ mA}, \qquad V_{p_{1_0}} = 140 \text{ V}.$$

Avec ces valeurs, on a numériquement :

$$V_{g_2} = 300 - 360\, e^{-2000t},$$

$$V_{p_1} = 160 - 3{,}2\, e^{-2000t},$$

d'où les courbes représentatives (*fig.* 39 et 40).

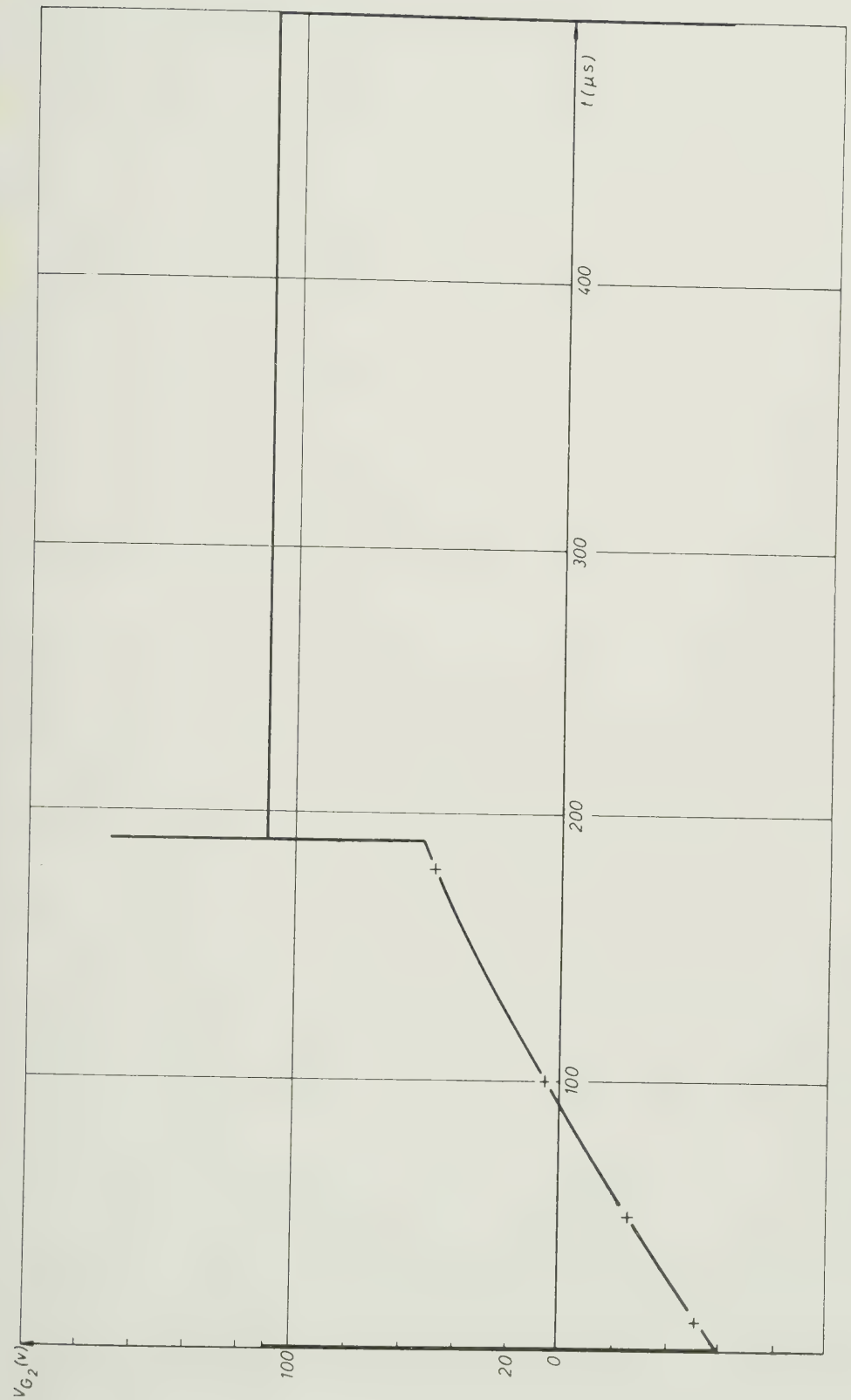


Fig. 39. — Tension de grille du tube 2

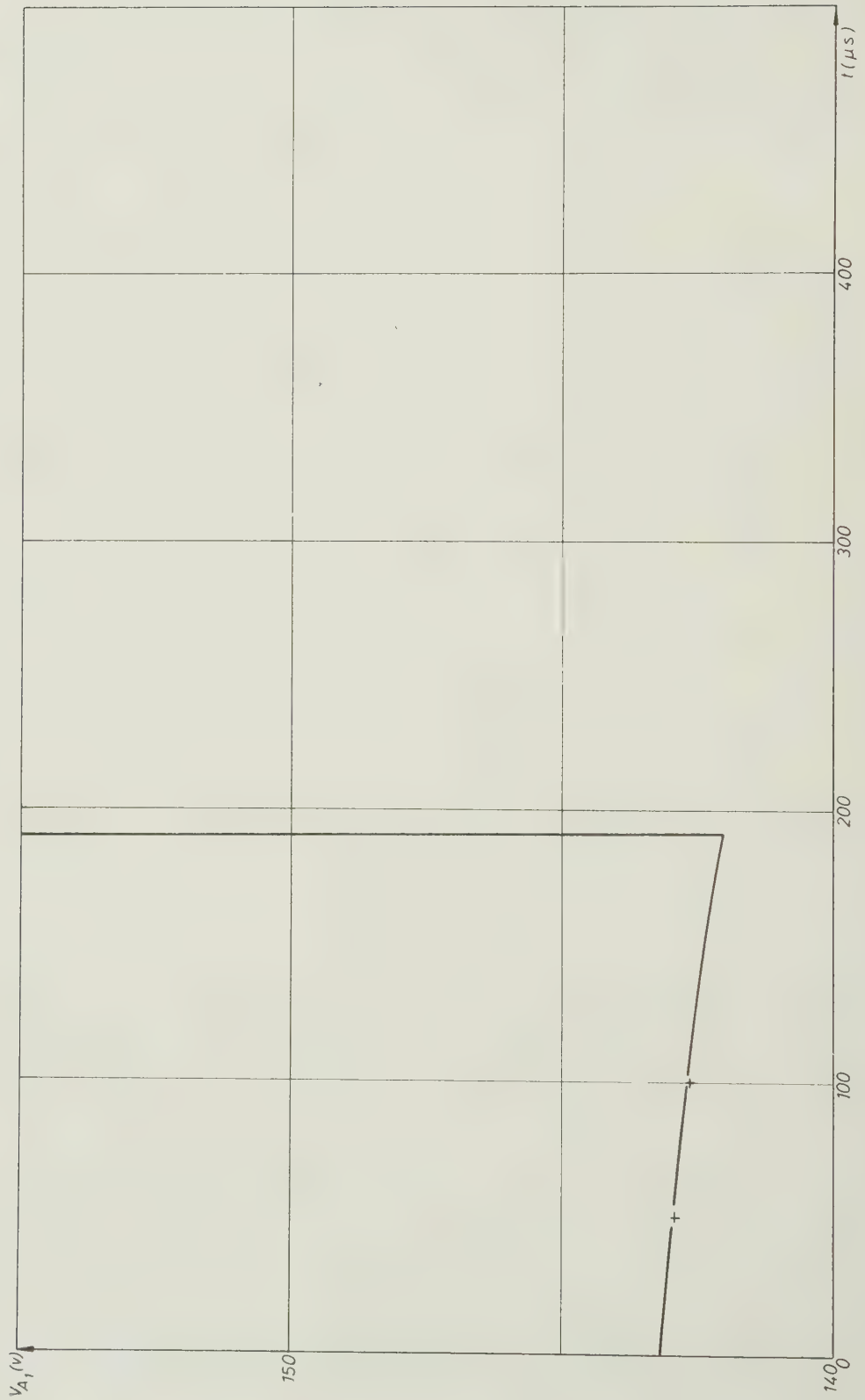


Fig. 40. — Tension d'anode du tube 1

VI,6.5 **Étude de la valeur moyenne du signal obtenu** (*fig.* 41).

Si l'on développe les signaux obtenus en série de Fourier, créneaux de hauteur A, de largeur constante τ et de période variable T, on aura :

$$y = b_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin nx + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \cos nx.$$

Comme la fonction est paire, $a_n = 0$, d'où :

$$y = b_0 + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \cos nx$$

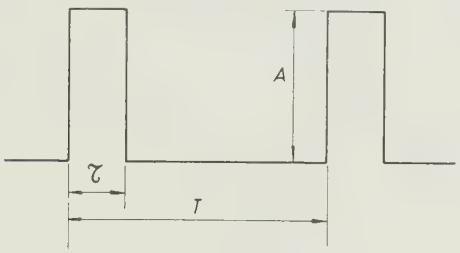


Fig. 41

avec :

$$b_0 = \frac{1}{T}\int_{-\tau/2}^{+\tau/2} A\, dt,$$

$$b_0 = \frac{A}{T} = AF,$$

$$b_n = \frac{2}{T}\int_{-\tau/2}^{+\tau/2} A \cos n\omega t\, dt,$$

$$b_n = \frac{2}{n}\frac{A}{\pi} \sin n\omega \frac{0}{2}.$$

On voit donc que, si au moyen d'un filtre passe-bas coupant très bas on isole le terme b_0, on obtiendra une tension continue à la sortie du filtre proportionnelle à la fréquence du signal à l'entrée du démodulateur.

Si les signaux délivrés par le monostable attaquent directement ce filtre, on obtiendra à sa sortie :

$$V_s = V_{2p_0} + kF$$

V_{2p_0} étant la tension de repos du tube 2, expression qui peut s'écrire :

$$V_s = V_{2p_0} + kF_0 + k\,\Delta\,F,$$

F_0 : fréquence centrale = 500 Hz.

Or, ce qui est intéressant, comme on l'a vu au début de ce chapitre, c'est le terme $k\,\Delta\,F$; on pourrait isoler ce terme au moyen d'un amplificateur différentiel dont

l'une des grilles serait attaquée par V_s et l'autre par $V_{2p_0} + kF_0$; on obtiendrait alors à la sortie une tension $k \Delta F$. Mais, pour des raisons de facilité de construction de l'amplificateur différentiel, on préfère que les tensions qui sont appliquées sur ses grilles ne soient pas trop élevées; aussi, avant de filtrer les créneaux du monostable, on les cale par rapport à une tension qui ne sera plus V_{2p_0}, mais O. C'est le but du paragraphe qui suit, sur la restauration de la composante continue.

VI,7 ÉTUDE DE LA RESTAURATION DE LA COMPOSANTE CONTINUE

VI,7.1 **Étude qualitative.**

Un signal périodique après traversée d'une capacité se placera de manière que sa valeur moyenne soit nulle.

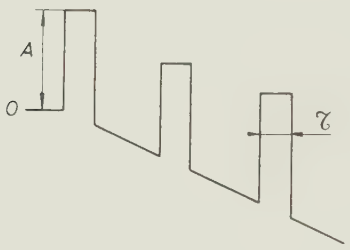


Fig. 42

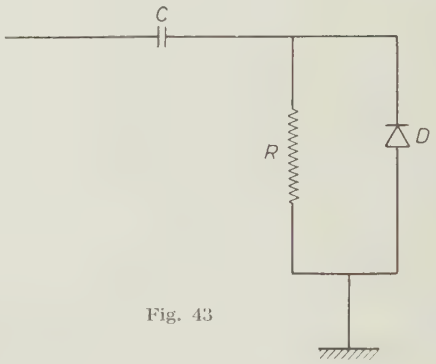


Fig. 43

Autrement dit, le signal de sortie du monostable appliqué à un circuit CR de grande constante de temps se placera au bout d'un certain temps de façon à ce que sa valeur moyenne soit nulle, c'est-à-dire que le pied des créneaux délivré par le monostable va rentrer dans le domaine des tensions négatives. On aura le schéma de la *figure* 42.

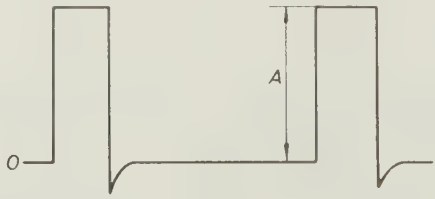


Fig. 44

Nous allons éviter ce phénomène en fixant le pied de ces créneaux au potentiel O, de façon à ce que la valeur moyenne du signal dans le temps ne soit plus nulle.

Considérons le système représenté par la *figure* 43 et appliquons-lui les signaux de sortie du monostable. Toute partie positive du signal se trouve alors transmise, étant donné que la constante de temps de charge ou de décharge du condensateur C dans la résistance R est très grande par rapport à τ, la charge du condensateur n'a donc pas le temps de varier, et toute variation de potentiel se trouve transmise. Mais dès

que le pied du signal a tendance à pénétrer dans le domaine des tensions négatives, il est appliqué à un circuit de constante de temps C ($R_0 + r$), avec R_0 résistance de sortie du monostable et r résistance directe de la diode D, faible. Le signal se trouve en quelque sorte dérivé et revient très rapidement au O. La *figure* 44 résume ceci.

On a donc ainsi fixé au O le pied des créneaux du monostable, si :

$$C\ (R_0 + r) \ll \tau \ll CR.$$

Le calcul montre, d'autre part, qu'il faut choisir R aussi grand que possible.

VI,7.2 **Réalisation pratique.**

On a choisi :

$$R = 2\ M\Omega.$$

D'autre part, la fréquence de répétition étant $2 \times 500 = 1\,000$ Hz, ce qui correspond à une période de 1 ms, on a pris :

$$C < \frac{10^{-3}}{2\ R_0}.$$

Or, $R_0 = 10\ k\Omega$,

$$C < 50\,000\ pF.$$

On a choisi :

$$C = 22\,000\ pF.$$

VI,8 OBTENTION DE LA VALEUR MOYENNE DU SIGNAL DÉLIVRÉ PAR LE MULTIVIBRATEUR MONOSTABLE

Comme on l'a vu plus haut (§ VI,6.5), le signal délivré par le monostable doit être alors filtré pour obtenir la valeur moyenne.

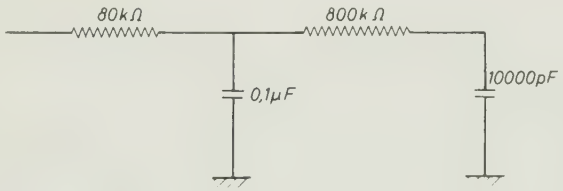


Fig. 45

Le filtre est un filtre passe-bas du type RC, sa fréquence est basse (50 Hz), pas trop cependant pour ne pas atténuer la variation de la valeur moyenne dont la fréquence est inférieure à 30 Hz.

En réalité, afin d'obtenir un filtrage plus efficace, on a associé deux filtres RC en série dont les fréquences de coupure sont les mêmes et dont les valeurs des éléments sont telles que les deux filtres ne se shuntent pas (*fig.* 45).

VI,9 AMPLIFICATEUR DIFFÉRENTIEL A COURANT CONTINU

A la sortie de l'ensemble des filtres RC, on se trouve en présence d'une tension $V_s = kF$ à fréquence très faible avec :

$$F = F_0\left[1 + \frac{0{,}3\, f(t)}{f_{max}(t)}\right],$$

$f(t)$, signal modulateur.

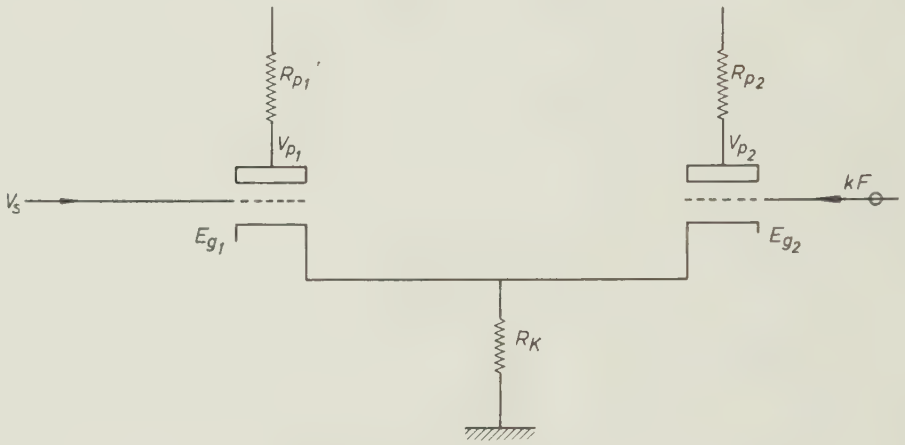


Fig. 46

En remplaçant F par cette valeur, V_s devient :

$$V_s = kF_0\left[1 + \frac{0{,}3\, f(t)}{f_{max}(t)}\right] = kF_0 + 0{,}3\, kF_0\, f(t),$$

$k\,F_0$ est la tension correspondant à la fréquence centrale 500 Hz.

Le rôle de l'amplificateur différentiel va être de fournir une tension de sortie $\lambda\, f(t)$, $f(t)$ étant la fonction que l'on recherche.

L'amplificateur différentiel à la constitution suivante (*fig.* 46) avec :

$$e_1 = -\mu\, e_{g_1}, \qquad e_2 = -\mu\, e_{g_2}.$$

Si $\mu\, R_K \gg R_i + R_p$, on obtient les tensions de sortie suivantes :

$$V_{p_1} \quad K\,(e_{g_2} \quad e_{g_1}),$$
$$V_{p_2} = K\,(e_{g_1} - e_{g_2}).$$

On en déduit que, moyennant la condition ci-dessus, les plaques de chaque tube délivreront $\lambda\, f(t)$ et $-\lambda\, f(t)$. D'autre part, on peut remarquer que les signaux

de bruit e_{b_1} et e_{b_2} provenant des variations d'alimentation et de chauffage se détruiront, et ceci d'autant mieux que les deux tubes seront plus identiques.

Le tube employé est une double triode 12AU7.

Les résistances de plaque sont : $R_{p_1} = R_{p_2} = 55$ kΩ, la résistance de cathode est $R_K = 10$ kΩ.

Ces valeurs fixent le point de repos :

$$V_{g_0} = -4 \text{ V}, \qquad I_{p_0} = 2{,}8 \text{ mA}.$$

La tension fixe de polarisation de la grille 2 est obtenue au moyen d'un pont de résistances partant de la haute tension, la grille est directement connectée

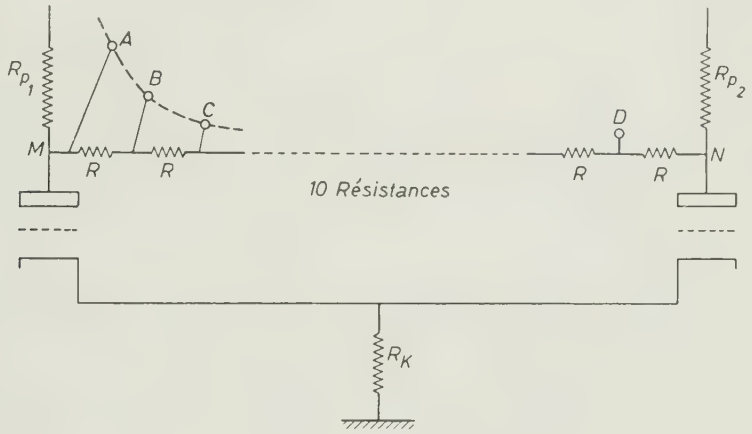


Fig. 47

à un potentiomètre qui permet d'afficher la tension voulue pour qu'à une fréquence d'entrée de 500 Hz, corresponde une tension de sortie nulle sur les plaques de l'amplificateur différentiel.

Dispositif a sensibilité variable.

Un dispositif comprenant dix résistances égales placées en série, connectées entre les plaques des deux tubes, comme l'indique la *figure* 47, et relié à un contact pouvant prendre toutes les positions telles que A, B, C, permet d'obtenir une tension de sortie variant de 2 V_s à $2 \frac{V_s}{10}$ par bonds de $2 \frac{V_s}{10}$ (avec V_s : tension variable en M ou N).

VI,10 ÉTAGE DE SORTIE

Afin de pouvoir placer des dispositifs enregistreurs à la sortie de chaque voie de l'appareil, le démodulateur se termine par un étage adaptateur employant deux tubes montés en cathodyne.

L'un de ces tubes a sa grille reliée au curseur de l'amplificateur différentiel, l'autre a sa grille reliée au point N; on obtient ainsi entre les deux cathodes les tensions 0, $\frac{u}{10}$, ..., $\frac{9\,u}{10}u$, avec $u = \frac{2\,V_s}{10}$.

VI,11 RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX

On a relevé expérimentalement la courbe tension de sortie du démodulateur en fonction de la fréquence d'entrée. Ce relevé a été effectué dans deux cas :

— premier cas : contacteur en position de sensibilité maximale;

– deuxième cas : contacteur en position de sensibilité minimale.

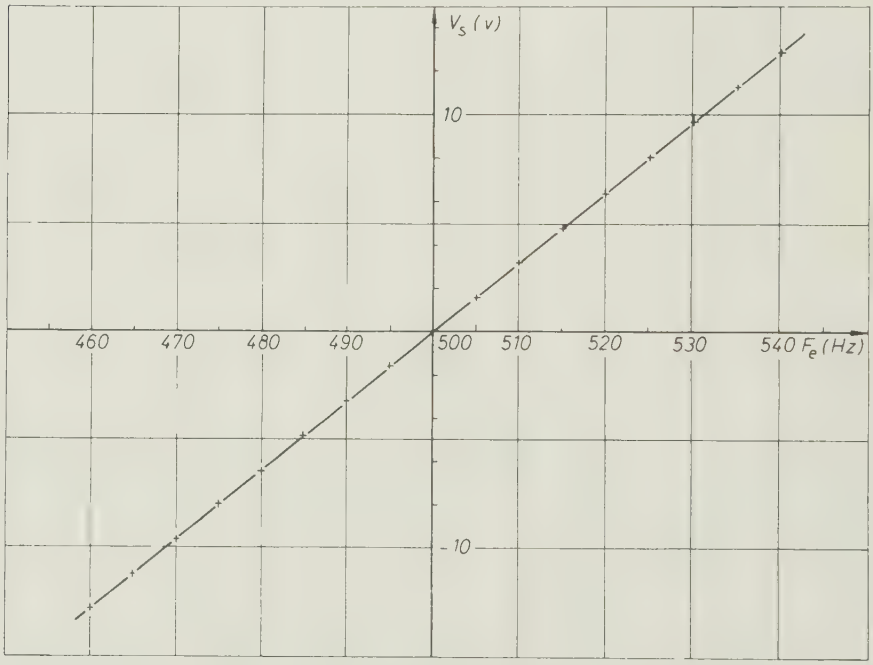


Fig. 48. — Courbe de réponse d'un démodulateur (sensibilité maxima)

Les valeurs obtenues sont indiquées dans les tableaux II et III, d'où les courbes des *figures* 48 et 49. On obtient des courbes d'une linéarité parfaite.

Sensibilité maximale utilisable de l'appareil.

La sensibilité de l'appareil est limitée par l'instabilité de la tension de sortie; cette instabilité provient essentiellement du multivibrateur monostable et de l'amplificateur continu qui suit.

TABLEAU II

Premier cas : sensibilité maximale

FRÉQUENCE D'ENTRÉE (Hz)															
460	465	470	475	480	485	490	495	500	505	510	515	520	525	530	535	540
TENSION DE SORTIE (V)																
12,8	— 11,2	— 9,6	— 8	— 6,4	— 4,8	— 3,2	— 1,6	0	1,6	3,2	4,8	6,4	8	9,6	11,2	12,8

TABLEAU III

Deuxième cas : sensibilité minimale

FRÉQUENCE D'ENTRÉE (Hz)								
300	350	400	450	500	550	600	650	700
TENSION DE SORTIE (V)								
6,4	— 4,8	— 3,2	— 1,6	0	1,6	3,2	4,8	6,4

On définit la sensibilité de l'appareil en déterminant le niveau maximal de la tension de sortie pour la fréquence de 500 Hz. En l'absence d'instabilité, cette tension de sortie serait nulle.

On a trouvé une tension résiduelle maximale de 0,6 V correspondant à une excursion de fréquence inférieure à 2 Hz.

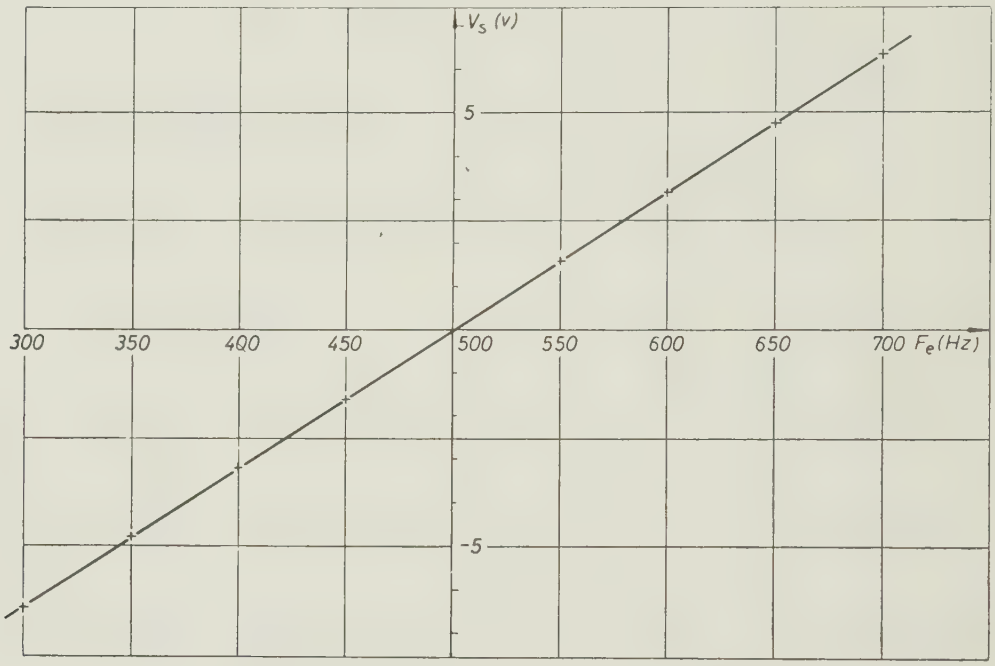


Fig. 49. — Courbe de réponse d'un démodulateur (sensibilité minima)

La sensibilité maximale utilisable de l'appareil sera donc :

$$\sigma = \frac{\Delta F}{F_0} = \frac{2}{500},$$

$$\sigma < 0{,}4\ \%.$$

Cette valeur est satisfaisante, car elle correspond à la précision avec laquelle est défini le signal à l'émission.

VII. — DÉMULTIPLICATEUR 2,5 kHz-0,5 kHz

VII,1 PRINCIPE

Afin de pouvoir régler les démodulateurs à leur fréquence centrale de 500 Hz, fréquence pour laquelle leur tension de sortie doit être nulle, il est commode de disposer d'une source délivrant une fréquence de 500 Hz. C'est le but du démultiplicateur 2,5 kHz-0,5 kHz.

Ce démultiplicateur comprend un oscillateur classique à couplage selfique entre la plaque et la grille. La fréquence obtenue est susceptible d'instabilité comme tous ces types d'oscillateurs. Afin d'obtenir un signal de fréquence stable, l'oscillateur est synchronisé par la tension provenant de l'oscillateur à quartz du générateur d'harmoniques. On obtient ainsi un signal dont la fréquence est calée par le signal du quartz.

VIII. — ALIMENTATION STABILISÉE

L'exploitation de l'appareil nécessite deux hautes tensions d'alimentation, l'une de + 300 V, l'autre de + 200 V. Les conditions de fonctionnement des tubes exigent un débit de 200 mA chacune.

D'autre part, le bon fonctionnèment de l'appareil est facilité si ces tensions d'alimentation ont des valeurs bien stables et assurent des débits constants. Pour cette raison, il a été nécessaire de réaliser une alimentation stabilisée.

XI. — CONCLUSION

L'appareil étudié a été réalisé entièrement. L'expérimentation a révélé un fonctionnement conforme à ce que l'on attendait.

En particulier, les essais concernant l'interaction des différentes voies ont marqué leur complète indépendance. Ceci est dû à la faible distorsion que comporte chaque harmonique et à la raideur des flancs des filtres utilisés.

La linéarité des démodulateurs permet une reproduction fidèle du signal à transmettre. Quant à sa précision, elle est du même ordre que celle du modulateur de l'émission, ce qui est nécessaire et suffisant.

L'appareil est en service depuis quatre mois et son fonctionnement pendant cette durée a été sans défaillance.

Une importante extension est à l'étude. Il s'agit de réaliser un appareil récepteur de télémesures à vingt-quatre voies. Ceci est possible en répartissant les vingt-quatre voies en quatre groupes de chacun six voies. A chaque groupe correspond à l'émission une fréquence porteuse qui a permis la transposition amenant le groupe dans la bande passante de l'émetteur.

A la réception, il suffit de filtrer le mélange des quatre groupes pour obtenir quatre mélanges qui, après avoir subi chacun une transposition convenable, seront identiques au mélange reçu par l'appareil qui vient d'être étudié.

Il suffit donc alors de disposer de quatre appareils à la réception pour obtenir vingt-quatre informations.

DEUXIÈME THÈSE

Propositions données par la Faculté

DÉTECTION DES QUEUES DE MÉTÉORITES

Vu et approuvé :

Paris, le 12 septembre 1963.

Le Doyen de la Faculté des Sciences,

Marc ZAMANSKY.

Vu et permis d'imprimer :

Le Recteur de l'Académie de Paris,

Jean ROCHE.

SEDOCAR

IMPRIMERIE

100478 - Imprimerie du SEDOCAR, 4, avenue de la Porte-d'Issy, Paris-XV^e^

SEDOCAR

IMPRIMERIE